

Grado Universitario en Ingeniería
en Tecnologías Industriales
Curso académico 2018-2019

Trabajo Fin de Grado

“Modelado Discreto de Convertidores de Potencia”

Rubén Rodríguez Álvarez

Tutor:

Pablo Zumel Vaquero

Presentación en la escuela Politécnica Superior
de la Universidad Carlos III de Madrid
en Leganés el día 15 de Marzo de 2019



Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento - No Comercial - Sin Obra Derivada**

RESUMEN

En este trabajo se estudia la teoría de modelado discreto de los convertidores de potencia de conmutación a altas frecuencias destinado al control digital. El estudio incluye el uso de las técnicas de modelado promediado y de modelado discreto realizando una comparación entre ambas técnicas. Se presenta la metodología del análisis matemático necesario para obtener el modelo de un convertidor de potencia. El análisis incluye el estudio completo de algunos casos de convertidores de potencia CC-CC extrayendo las expresiones que definen dichos modelos. Se usa MATLAB como herramienta para computar los cálculos con los que obtener los modelos de los casos estudiados. Con el fin de validar el método del modelado discreto sobre el método promediado comúnmente usado, se realiza una serie de simulaciones con el software PSIM sobre algunos ejemplos de convertidores y se contrastan los resultados con ambos modelos. La metodología con la cual se realizan las simulaciones se incluye en este estudio para el correcto entendimiento y reproducibilidad de los resultados.

Palabras clave:

Convertidores de potencia; Modelado discreto; Control digital

DEDICATORIA

En primer lugar quiero agradecer el esfuerzo y apoyo constante que me han dado mis padres a lo largo de mi vida. Ellos me han dado la oportunidad de poder dedicarme a algo que me gusta y me apasiona.

También quiero agradecer a mi tutor toda la ayuda que me ha prestado para que este trabajo saliese adelante. Me ha brindado la oportunidad de trabajar con el departamento y conocer el campo de la investigación académica, el cual me resulta de gran interés en mi futuro profesional.

ÍNDICE GENERAL

| | |
|--|----|
| 1. INTRODUCCIÓN. | 1 |
| 1.1. Motivación | 2 |
| 1.2. Objetivos | 3 |
| 1.3. Estructura | 4 |
| 1.4. Marco regulador | 5 |
| 1.5. Entorno Socio-Económico | 6 |
| 2. ESTADO DE LA TÉCNICA | 9 |
| 2.1. Convertidores de Potencia CC-CC | 9 |
| 2.2. Modelado de los Convertidores de Potencia | 14 |
| 2.2.1. Modelo Promediado en el Espacio de Estados | 15 |
| 2.2.2. Modelo Discreto | 16 |
| 3. ANÁLISIS DE LOS CASOS. | 19 |
| 3.1. Casos Simples de Convertidores CC-CC de dos Estados | 19 |
| 3.1.1. Convertidor Reductor | 29 |
| 3.1.2. Convertidor Elevador | 31 |
| 3.1.3. Convertidor Reductor-Elevador. | 34 |
| 3.2. Convertidor Reductor con Filtro de Entrada | 37 |
| 3.3. Dual Active Bridge. | 46 |
| 4. OBTENCIÓN Y VALIDACIÓN DE LOS MODELOS | 54 |
| 4.1. Obtención de modelos con MATLAB | 54 |
| 4.2. Validación de los modelos. | 58 |
| 4.2.1. Metodología de la Simulaciones con PSIM | 60 |
| 4.3. Ejemplos Numéricos. | 64 |
| 4.3.1. Ejemplo Reductor | 65 |
| 4.3.2. Ejemplo Elevador | 68 |
| 4.3.3. Ejemplo Reductor con Filtro de Entrada | 74 |
| 4.3.4. Ejemplo del Dual Active Bridge | 78 |
| 4.4. Validación experimental | 81 |

| | |
|--|----|
| 5. CONCLUSIONES | 86 |
| 5.1. Objetivos Cumplidos. | 87 |
| 5.2. Líneas Futuras de Trabajo | 88 |
| BIBLIOGRAFÍA | 90 |

ÍNDICE DE FIGURAS

| | | |
|------|--|----|
| 2.1 | Esquema del montaje básico de un convertidor de potencia | 10 |
| 2.2 | Señales implicadas en la obtención de una señal PWM | 11 |
| 2.3 | Diagrama de bloques del control en bucle cerrado analógico de un convertidor electrónico de potencia | 12 |
| 2.4 | Diagrama de bloques del control en bucle cerrado digital de un convertidor electrónico de potencia | 13 |
| 3.1 | Circuitos equivalentes de los convertidores electrónicos de potencia (a) reductor, (b) elevador y (c) reductor-elevador | 20 |
| 3.2 | Esquema de la señal de control del conmutador aplicando una onda de sierra de rampa ascendente | 21 |
| 3.3 | Esquema de la señal del conmutador aplicando (a) una onda de sierra inversa y (b) una onda triangular simétrica | 25 |
| 3.4 | Señal evaluada (a) en el flanco de bajada y (b) en el flanco de subida . . . | 27 |
| 3.5 | Circuito equivalente de la carga genérica | 28 |
| 3.6 | Circuito equivalente de un convertidor reductor | 29 |
| 3.7 | Circuito equivalente de un convertidor elevador | 32 |
| 3.8 | Circuito equivalente de un Convertidor Reductor-Elevador | 35 |
| 3.9 | Circuito equivalente de un Convertidor Reductor con filtro de entrada . . | 37 |
| 3.10 | Valores de las impedancias equivalentes para los distintos convertidores de potencia [10] | 39 |
| 3.11 | Respuesta en frecuencia del convertidor reductor con filtro de entrada LC sin amortiguar | 41 |
| 3.12 | Diagrama de Bode de las impedancias equivalentes del convertidor reductor con filtro de entrada sin amortiguamiento | 42 |
| 3.13 | Circuito equivalente del convertidor reductor con filtro de entrada LC amortiguado teniendo en cuenta las resistencias parásitas | 43 |
| 3.14 | Circuito equivalente del convertidor Dual Active Bridge [13] | 47 |
| 3.15 | Circuito equivalente del convertidor DAB Single Phase Shift | 48 |
| 3.16 | Señales de control del DAB | 48 |
| 3.17 | Señales de control del DAB | 50 |

| | | |
|------|--|----|
| 4.1 | Flujograma del código de extracción de modelos | 56 |
| 4.2 | Captura del entorno gráfico de PSIM | 59 |
| 4.3 | Captura del visualizador de señales Simview | 59 |
| 4.4 | Entorno gráfico de PSIM con los elementos principales de la simulación . | 60 |
| 4.5 | Diagrama de bloques para la identificación del sistema | 62 |
| 4.6 | Resultados de un barrido con la herramienta ACSweep de PSIM | 63 |
| 4.7 | Circuito del ejemplo del convertidor reductor realizado en PSIM | 66 |
| 4.8 | Respuesta en frecuencia de v_o del ejemplo del convertidor reductor | 67 |
| 4.9 | Respuesta en frecuencia de i_L del ejemplo del convertidor reductor | 68 |
| 4.10 | Circuito del ejemplo del convertidor elevador realizado en PSIM | 70 |
| 4.11 | Respuesta en frecuencia de v_o del ejemplo del convertidor elevador con $D = 0,68$ | 71 |
| 4.12 | Respuesta en frecuencia de i_L del ejemplo del convertidor elevador con $D = 0,68$ | 71 |
| 4.13 | Respuesta en frecuencia de v_o del ejemplo del convertidor elevador con $D = 0,4$ | 73 |
| 4.14 | Respuesta en frecuencia de i_L del ejemplo del convertidor elevador con $D = 0,4$ | 73 |
| 4.15 | Magnitud de las impedancias equivalentes del convertidor reductor y del filtro de entrada | 75 |
| 4.16 | Circuito del ejemplo del convertidor reductor con filtro de entrada reali- zado en PSIM | 76 |
| 4.17 | Respuesta en frecuencia de i_L del ejemplo del convertidor reductor con filtro de entrada | 77 |
| 4.18 | Respuesta en frecuencia de i_L del ejemplo del convertidor reductor con filtro de entrada | 78 |
| 4.19 | Circuito del ejemplo del convertidor Dual Active Bridge realizado en PSIM | 79 |
| 4.20 | Respuesta en frecuencia de i_L del ejemplo del convertidor DAB | 80 |
| 4.21 | Imagen del montaje del equipo utilizado en la prueba experimental | 81 |
| 4.22 | Respuesta en frecuencia de v_o del convertidor reductor real | 83 |
| 4.23 | Error de la respuesta en frecuencia entre el modelo discreto teórico y las medidas experimentales | 84 |

ÍNDICE DE TABLAS

| | | |
|-----|---|----|
| 1.1 | Costes del proyecto | 8 |
| 3.1 | Parámetros del ejemplo del convertidor reductor con filtro LC de entrada . | 41 |
| 3.2 | Tabla de los valores de las señales del DAB en cada estado | 49 |
| 4.1 | Parámetros del ejemplo del convertidor reductor | 65 |
| 4.2 | Parámetros del ejemplo del convertidor elevador | 69 |
| 4.3 | Parámetros del ejemplo del convertidor reductor con filtro de entrada LC amortiguado | 74 |
| 4.4 | Parámetros del ejemplo del convertidor Dual Active Bridge | 79 |
| 4.5 | Parámetros del convertidor reductor real | 82 |

1. INTRODUCCIÓN

Hoy en día vivimos en un de constante desarrollo tecnológico e industrial. Uno de los principales objetivos de este desarrollo es aumentar el bienestar y la calidad de vida de las personas aprovechando las nuevas tecnologías que salen hoy en día en el mercado. El Internet Industrial de las Cosas (IIoT), también conocido como la Industria 4.0, aprovecha los avances en la interconexión digital de los objetos cotidianos para llevarlo al mundo industrial con el objetivo de mejorar la fabricación y los procesos industriales. Este proceso involucra gran cantidad de equipos y dispositivos interconectados que transmiten grandes bloques de de información a través de la red. Uno de los aspectos más importantes a tratar para que este desarrollo sea posible es la gestión eficiente de la energía que necesitan estos sistemas para poder funcionar. Se buscan sistemas que consigan transmitir y aprovechar la energía sin pérdidas de la manera más eficiente posible.

En el proceso de transmisión de la energía eléctrica es necesario transformar esta energía según el uso que se le vaya a dar. Este es el trabajo de los convertidores de potencia, que adaptan la forma en la que la energía es transmitida de unos sistemas a otros. Cuando hablamos de conversión de potencia en el campo de la ingeniería eléctrica y la electrónica, nos referimos a la transformación que sufre el voltaje y la corriente eléctrica cuando alimentamos los distintos dispositivos. Existen diversas técnicas de conversión de la potencia eléctrica, en las que está ampliamente extendido el uso de los convertidores electrónicos conmutados debido a que tienen la ventaja de ser sistemas compactos de gran rendimiento.

La transformación de la energía debe ser un proceso lo más transparente posible, por lo que la eficiencia de la conversión debe ser máxima; por esa razón, los convertidores de potencia requieren de un buen control para su mayor rendimiento. Para realizar un control eficiente de los convertidores de potencia se ha de tener en cuenta varias consideraciones, por lo que se están llevando a cabo diversos estudios en varios frentes destinados a mejorar este proceso. Uno de los puntos importantes para realizar un buen control de los convertidores de potencia es el modelado del sistema, el cual debe ser acorde a las condiciones sobre las que trabaja el sistema real.

Hasta ahora, los controladores más comunes que se han usado para controlar los convertidores de potencia en el rango de media y baja potencia son analógicos. Sin embargo, hoy en día, junto con todo el desarrollo tecnológico y la aparición del Internet de las cosas, la predominancia del ámbito digital es inevitable. Esto también afecta a la forma en la que se controlan estos convertidores de potencia y a su integración con otros sistemas. Para realizar un control eficiente sobre los convertidores controlados de forma digital es importante hacer un modelado de dichos sistemas acorde a esta nueva dinámica del sistema; lo cual supone que se tengan que hacer ciertas reconsideraciones sobre la forma habitual de modelar el comportamiento dinámico de los convertidores de potencia.

Este trabajo ofrece un estudio sobre la técnica del modelado discreto de los convertidores de potencia para su uso en el entorno digital. Además, pretende ofrecer resultados validados y preparados para su uso en sistemas reales, con una explicación extensiva de la metodología utilizada con el fin de se pueda reproducir los resultados y extender a otros casos.

1.1. Motivación

Como se ha mencionado, la electrónica de potencia es un campo en auge en la industria y juega un papel muy importante en el avance tecnológico. Este trabajo está motivado por la posibilidad de hacer los sistemas de transmisión de energía más eficientes con el fin de ofrecer nuevas posibilidades en el ámbito de la innovación y desarrollo tecnológico. El correcto modelado de los sistemas de potencia supone una mejora en el control que se lleva a cabo sobre estos sistemas. El control eficiente de los convertidores de potencia permite un ahorro importante a la hora de suministrar energía a los diferentes dispositivos, lo que permite, a su vez, extender sus aplicaciones.

El uso del método de modelado en el que se basa este trabajo es relativamente nuevo. Su comprensión y aplicación es de interés en el campo de la electrónica de potencia. Extender este método de modelado teórico a diferentes casos de uso ayuda a la divulgación de ideas innovadoras y su aplicación a sistemas reales. Ofrecer el procedimiento de análisis detallado a lo largo de su fases es de ayuda para extender el uso de esta técnica a otros casos fuera de los estudiados en este trabajo.

Este trabajo está impulsado por motivos académicos de investigación en el campo de la electrónica de potencia por el Departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid. En dicho departamento existen diversas líneas de investigación que tratan el tema de la conversión eficiente de la energía en los convertidores de potencia. Un punto importante a desarrollar es el modelado de los convertidores que se utilizan en diversas aplicaciones, que es un paso clave en el diseño del sistema de control de los convertidores o de sistemas multiconvertidor. La aproximación más extendida para el estudio dinámico de los convertidores y sistemas de gestión electrónica de la energía es el modelado en tiempo continuo, que en muchos casos da lugar a controles analógicos. La extensión del control digital a los convertidores conmutados de alta frecuencia que ha tenido lugar en los últimos años hace necesario enfocar el modelado al dominio discreto para obtener un flujo de diseño más directo y asegurar las máxima prestaciones del sistema de control. Por lo tanto es necesario extender y difundir las técnicas de modelado discreto de convertidores para tener una aproximación totalmente digital del sistema de control de los convertidores electrónicos de potencia. Este trabajo ofrece como resultados modelos validados para algunos convertidores de potencia, que se pueden usar en el control de los convertidores reales disponibles, permitiendo seguir avanzando en la extensión de la aproximación totalmente digital al sistema de control de los convertidores de potencia.

Obtener modelos teóricos que realmente se puedan aplicar a sistemas reales es de gran utilidad en la industria. El estudio completo que ofrece este trabajo para los casos específicos de convertidores se puede usar en sistemas reales. Para que un modelo teórico tenga aplicabilidad práctica es necesario hacer una validación del modelo. Las simulaciones que se realizan sobre los casos estudiados permiten presentar resultados fiables en este aspecto. Además, se explica la metodología de validación de los resultados que se ha seguido para sirva de ejemplo y se pueda comprobar su validez.

Los conceptos estudiados y presentados en este informe tienen como finalidad entender nuevos conceptos relacionados con la electrónica de potencia de carácter innovador en el campo y en la investigación.

1.2. Objetivos

En primer lugar, este trabajo supone un trabajo de comprensión de la técnica de modelado discreto de los convertidores de potencia CC-CC que se describe en [1]. **El primer objetivo** de carácter académico es el de analizar en profundidad los procedimientos matemáticos con el fin de poder extender su uso a otros casos. Se pretenden plasmar los pasos que caracterizan dicho análisis para que puedan ser entendido y usados para modelar cualquier tipo de convertidor de potencia.

El segundo objetivo de este trabajo es obtener los modelos de algunos de los convertidores de potencia comúnmente utilizados y que no se encuentran explícitamente en la literatura. Debido a la variedad de convertidores de potencia disponibles en el mercado y la complejidad de algunos de ellos se ha limitado a algunos casos representativos. Entra dentro del alcance de este trabajo el mostrar el método de obtención de los modelos de acuerdo al procedimiento que se ha seguido. También se quiere presentar un método eficiente para computar los cálculos involucrados en la obtención de los modelos analizados.

Es importante que este estudio sea capaz de demostrar la validez de los resultados obtenidos mediante el método de modelado discreto sobre el método promediado cuando se trata del control digital. Por eso, **el tercer objetivo** es desarrollar una metodología de validación y contraste de las dos técnicas de modelado que se presentan. En este caso se ha elegido que se va a hacer el análisis con un software de simulación de circuitos electrónicos. Para que se puedan reproducir los resultados obtenidos se expone una metodología de validación a la vez que se ofrece una justificación del uso de dicha metodología en el ámbito digital. Para poder realizar la simulación, se escogerán diferentes escenarios a simular con algunos ejemplos de los convertidores de potencia que se han elegido para el estudio.

Con la finalidad de completar la validación, se ha decidido que **el cuarto objetivo** es comprobar que los modelos obtenidos son aplicables en un convertidor electrónico de potencia real con componentes no ideales. Para ello, se va a realizar una comparación entre los datos experimentales tomados de uno de los tipos de convertidores estudiados

con su modelo teórico correspondiente, extraído del análisis que incluye este trabajo.

Finalmente, **el quinto objetivo** de este trabajo es posibilitar el uso, reproducción y validación de los modelos propuestos, por lo que se muestran y explican todos los procedimientos realizados en los análisis y en la obtención de los resultados presentados.

1.3. Estructura

Este documento se centra en el método de modelado en discreto de convertidores de potencia para su control digital. Para ello, el documento se divide en cuatro apartados principales: Estado de la técnica, análisis de los casos, obtención y validación de los modelos obtenidos, y conclusiones. A continuación, se presenta un breve resumen de cada uno de los apartados.

La primera parte, **el estudio de la técnica**, consiste en una introducción a los convertidores de potencia, explicando algunos de los conceptos básicos ligados a estos que son necesarios para entender correctamente el proceso de modelado y control de los convertidores. Se explicarán dos técnicas de modelado: la técnica comúnmente utilizada del modelado promediado en continuo de pequeña señal, y una técnica de modelado directamente en el dominio discreto. Estas dos técnicas de modelado se usarán en el análisis de los casos para evaluar diferentes tipos de convertidores y después serán contrastadas en el apartado de validación de los modelos.

A continuación, se realizará diversos **análisis para cinco casos de convertidores** con el fin de obtener las expresiones matemáticas características de los modelos discreto y promediado con las que poder trabajar. Se van a usar las ecuaciones en el espacio de estados. Para cada caso se mostrará el procedimiento matemático a seguir para extraer las ecuaciones que caracterizan el modelo discreto. También se presentarán los cálculos necesarios para obtener las matrices de las ecuaciones de estado que caracterizan el comportamiento de los diferentes circuitos. En primer lugar, se estudian los tres convertidores CC-CC de dos estados más comunes que existen de una forma genérica: El convertidor reductor, el convertidor elevador y el convertidor reductor-elevador. Después se estudiará el caso resultante de añadir un filtro de entrada al convertidor reductor. Se realizará una introducción a la necesidad de añadir un filtro de entrada y a como diseñar este tipo de filtros. Se mostrará el análisis correspondiente para obtener las ecuaciones de estado del nuevo convertidor. El último caso estudiado que se presenta es el convertidor Dual Active Bridge en su modo “ Single Phase Shift”. En este caso, se presentan tanto sus ecuaciones de estado como el nuevo análisis del comportamiento en discreto de las señales. Este caso es diferente a los casos anteriores por tener cuatro estados de conmutación durante un periodo. El resultado de este apartado son una serie de expresiones matemáticas que nos permiten obtener el modelo de los convertidores estudiados dados sus parámetros.

En el capítulo cuatro, a partir de las ecuaciones obtenidas en el capítulo anterior, se presentan **los códigos realizados en MATLAB para obtener los modelos** de los conver-

tidores estudiados. Dichos códigos permiten obtener las funciones de transferencia concretas de los modelos promediado y discreto de cada uno de los casos de convertidores presentados. El propósito de realizar estos códigos es poner a disposición una herramienta que nos permita obtener de una forma rápida y sencilla el modelo para un convertidor introduciendo los valores de sus parámetros reales. También se contrastan los métodos de modelado explicados en el capítulo dos con simulaciones realizadas sobre algunos ejemplos de convertidores con valores numéricos. Para realizar estas simulaciones se usa una herramienta totalmente diferente a la usada para obtener los modelos; esta es el software PSIM. Para la correcta validez de los resultados, se explica **la metodología propuesta para validar mediante simulación** los circuitos de los ejemplos. Dicha metodología está justificada por el estudio de la técnica destinada al control digital. Para cada uno de los casos, se mostrarán las gráficas obtenidas con MATLAB donde se puede ver el contraste entre los modelos y los valores de la simulación, lo cual nos servirá para comprobar si el modelo discreto se aproxima mejor al funcionamiento de los convertidores. Finalmente, se presenta **la validación experimental de los modelos** comparando teoría, simulación y medidas obtenidas en el laboratorio sobre prototipos reales de convertidores de potencia.

En el apartado de **conclusiones** se discutirá el significado de los resultados de las simulaciones y la comparación entre los dos modelos estudiados ofreciendo una solución definitiva a la técnica de modelado óptima. También se hablará sobre las líneas futuras que pueden seguir al análisis presentado en este trabajo y a su utilidad en el campo y en la investigación.

1.4. Marco regulador

No existe un marco regulador específico que regule los métodos de modelado de convertidores electrónicos de potencia, que es el tema principal de este trabajo. Se considerará el marco regulador que aplique al uso de software, dado que es la principal herramienta en la elaboración de este trabajo, y de otras fuentes bibliográficas.

MATLAB es un software de cálculo matemático de licencia privada propietario de MathWorks. Para usarlo es necesario adquirir una licencia a través de la plataforma del fabricante, en la que se ofrecen varias ofertas, además de otras herramientas que se pueden adquirir por separado. Adicionalmente, ofrece una versión para estudiantes de acceso gratuito a través del campus de la UC3M. MATLAB tiene un mantenimiento constante de la plataforma y una comunidad de usuarios activos en las que se facilita el intercambio de archivos convirtiéndola en una plataforma ideal para el desarrollo en conjunto. La información referente al programa se puede encontrar en la página oficial [2].

MATLAB posee un lenguaje de programación propio y una gran cantidad de funciones que permiten realizar de forma especialmente eficiente cálculos numéricos complejos o con muchos datos. El software contiene un compilador integrado encargado de interpretar el código introducido por el usuario. La documentación referente a dicho lenguaje de

programación se puede consultar en la pagina oficial [3]; además cuenta con un mantenimiento constante y actualizado de la documentación y un soporte técnico a disposición del usuario. Este software ha sido especialmente útil en el cálculo de matrices exponenciales, que es uno de los pasos fundamentales para obtener los modelos realizados en este trabajo.

PSIM es un software de simulación de circuitos de licencia propietario desarrollado por Powersim. Para su uso es necesario contratar uno de los planes de licencia que ofrece a través de su página oficial. Para contratar una licencia de PSIM es necesario ponerse en contacto con la empresa a través de la su pagina web [4]. PSIM también ofrece versiones destinadas a estudiantes a un coste más reducido y con algunas limitaciones.

El entorno de PSIM se compone de editor gráfico de circuitos y un postprocesador también gráfico de formas de onda. Para entender y hacer uso de las herramientas que dispone el programa, Powersim pone a su disposición del usuario un manual de uso del programa accesible de forma gratuita que se puede encontrar en línea [5]. La característica más destacable de PSIM es que está especializado en la simulación de circuitos de electrónica de potencia, caracterizados por la presencia de elementos en conmutación, como transistores MOSFET, IGBT, y diodos.

Tanto para los entornos de PSIM como de MATLAB, las licencias utilizadas para llevar a cabo la realización de este proyecto han sido proporcionadas por la Universidad Carlos III de Madrid como parte del entorno académico y con fines de enseñanza.

El trabajo presentado en este documento toma como referencia principal el estudio de la obra [1]. Dicha obra está protegida por derechos de copyright concedidos por el IEEE. Dicha protección otorga los derechos de autoría a los autores de la obra original. Este documento respeta los derechos de dicha obra así como los de todas las obras referenciadas en él, y presenta en todo momento ideas propias, haciendo las citaciones oportunas a la obra original según el estándar IEEE.

1.5. Entorno Socio-Económico

Los resultados obtenidos en este estudio forman parte de una de las líneas de investigación en la que trabaja el Departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid. Como parte de dichas investigaciones, el control eficiente de la transformación de la energía es uno de los retos principales de la sociedad debido al impacto que tiene sobre ésta. Conseguir energía de forma eficiente tiene un efecto positivo en el medioambiente y en la calidad de vida de las personas. Además, reducir las pérdidas de energía, también tiene un impacto económico al disponer de energía a menor precio.

El Horizonte 2020 es un programa que impulsa proyectos de investigación e innovación[6]. Como parte del entorno académico, los objetivos que se presentan en este proyecto son de gran interés para el estudio de la conversión de energía eléctrica. La conversión eficiente afecta a dos de los retos que propone este programa, que son: «Energía segura,

limpia y eficiente» y «Transporte inteligente, ecológico e integrado».

La elaboración de este tipo de proyectos contribuyen al avance en el campo de la investigación de la electrónica de potencia y en la obtención de la energía de forma eficiente.

Es de mencionar, que el estudio presentado en este documento es un trabajo teórico validado y contrastado para su uso en la práctica. Los modelos extraídos en el análisis de los casos que se presentan tienen aplicabilidad en los sistemas reales.

Como parte del aspecto económico, se presenta a continuación un análisis del tiempo y presupuesto ligados a este proyecto. El tiempo que ha llevado la elaboración del proyecto se puede dividir en las categorías que se detallan a continuación:

- **Planificación (20 horas):** Definición del alcance, tareas y sub tareas a realizar, procedimiento de ejecución y casos a analizar.
- **Búsqueda de información (20 horas):** Búsqueda de las fuentes de información necesarias para llevar a cabo el proyecto (manuales, normativas, etc.).
- **Lectura de la literatura y trabajo de comprensión (90 horas):** La teoría de modelado discreto de los convertidores de potencia trabaja con conceptos de diferentes campos (teoría de circuitos, teoría de control, álgebra, otros conceptos matemáticos, etc.) por lo que lo convierte en una tarea complicada. La asimilación de los diferentes conceptos es una tarea necesaria para desarrollar el trabajo y forma parte del tiempo para completar el trabajo.
- **Análisis matemático de los casos de estudio (120 horas):** La elaboración propia de los modelos matemáticos que se han obtenido lleva un tiempo de elaboración mayor que el resto de tareas por la complejidad de los conceptos que se requieren y los cálculos realizados.
- **Elaboración del código (80 horas):** Elaboración del código realizado en MATLAB para extraer los modelos y los gráficos que representan los resultados; al que se añade el tiempo de aprendizaje que lleva el usar el lenguaje de programación.
- **Obtención de resultados y simulación de los circuitos (40 horas):** Obtención de resultados mediante la simulación de los circuitos. El tiempo de espera de las simulaciones puede llegar a ser prolongado en el caso de PSIM. Además, en ciertas ocasiones, ha sido necesario la repetición de pruebas debido al reajuste de ciertos parámetros.
- **Documentación del trabajo realizado (50 horas):** Tiempo de realización de este mismo informe en el que se refleja la actividad que se ha llevado a cabo en la elaboración del estudio.

El tiempo total que ha llevado la realización completa de este proyecto es de **420 horas**.

En función de las horas dedicadas y el coste de las licencias utilizadas se puede hacer una estimación de los costes asociados al proyecto, los cuales se pueden ver reflejados en la tabla 1.1. También se ha añadido el coste del uso del equipo informático donde se han usado los programas necesarios. En este caso, el equipo informático utilizado es un portátil de uso personal valorado en 1.000€. A este precio se le ha aplicado la parte correspondiente de los 6 meses de duración del proyecto sobre los 5 años de amortización.

TABLA 1.1. COSTES DEL PROYECTO

| Concepto | Coste |
|------------------------------|------------------------------|
| Horas invertidas del alumno | $420h \times 10€/h = 4.200€$ |
| Horas empleadas por el tutor | $30h \times 40€/h = 1.200€$ |
| Licencia MATLAB | 2.000€ |
| Licencia PSIM | 600€ |
| Equipo informático | 100€ |
| TOTAL | 8.100€ |

Las cifras representan el coste estimado que tendría el proyecto contando con todos los factores que interviene en él. Ha de recordarse que los programas utilizados para el estudio han sido proporcionadas por la universidad y por el departamento de la asignatura. Sin embargo, estas herramientas llevan asociadas un coste que es necesario tener en cuenta y que se pueden ver reflejados en la tabla.

2. ESTADO DE LA TÉCNICA

En el campo de la ingeniería eléctrica y la electrónica se denominan convertidores de potencia a aquellos dispositivos que transforman el formato en el que la energía eléctrica es transmitida de unos sistemas a otros con el fin de adaptarla para su uso. Existen diferentes tipos de convertidores de potencia:

- Convertidores Continua-Continua (CC-CC), que transforman la corriente continua aumentando o disminuyendo el voltaje.
- Rectificadores (CA-CC), que proporcionan corriente continua a partir de una señal de corriente alterna.
- Inversores (CC-CA), que transforman una forma de corriente continua en alterna
- Transformadores (CA-CA), que aumentan o disminuyen la amplitud de la tensión de una señal alterna.

Este trabajo se centra exclusivamente en el estudio de los convertidores de potencia que trabajan con corriente continua (CC-CC).

2.1. Convertidores de Potencia CC-CC

Los convertidores de potencia CC-CC (Continua-Continua) de alta frecuencia de conmutación, los cuales son el motivo de estudio de este trabajo, consisten en un circuito electrónico que, a partir de una tensión de entrada continua, proporciona una salida de tensión continua aumentando o disminuyendo su valor, según convenga. En todo proceso de transformación de energía se produce una pérdida de energía. El objetivo de estos convertidores es transmitir la energía en la forma requerida por el receptor con la menor pérdida de energía posible.

En la Figura 2.1 se representa el esquema básico que sigue un convertidor de potencia. Los convertidores que se van a estudiar tienen algunos elementos en común. En estos convertidores existe un sistema de celdas de conmutación periódico realizado con transistores (MOSFET, IGBT, HEMT). Estos transistores se controlan mediante una señal de control proveniente de un circuito que opera a alta frecuencia, típicamente en el rango de decenas de kHz hasta MHz; de ahí su nombre de convertidores de alta frecuencia. Los convertidores que se van a estudiar son síncronos, eso significa que las celdas de conmutación están realizadas con transistores, evitando el uso de diodos como rectificadores pasivos. Obviamente, los resultados serán aplicables a aquellos casos en los que el uso de diodos sea equivalente al de los transistores, típicamente los convertidores en modo de conducción continuo (CCM). Debido a este funcionamiento por conmutación, vamos a

tener en la señal de salida componentes armónicas a la misma frecuencia que la de conmutación y sus múltiplos, por lo que es necesario añadir un filtro paso bajo para filtrar dichas componentes armónicas. Estos filtros se componen comúnmente de una bobina y un condensador. Los convertidores van conectados a una fuente, de la cual obtienen la señal de entrada, a partir de la cual van a suministrar energía a la carga. La carga representa el receptor al cual estamos suministrando la energía desde la fuente, y cada carga supone una relación entre el voltaje y la intensidad diferente, la cual se representa con un circuito equivalente. En este trabajo se va a utilizar un modelo de carga genérica, el cual permite representar una gran variedad de tipos de cargas variando sus parámetros.

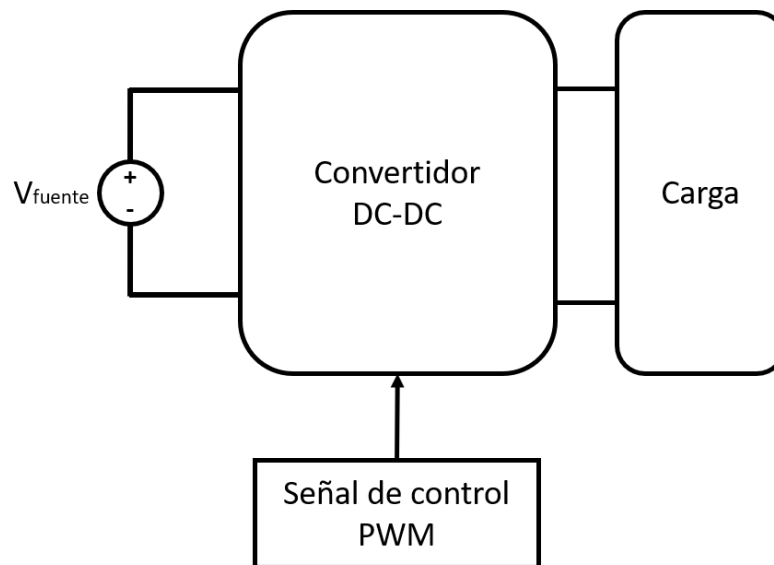


Fig. 2.1. Esquema del montaje básico de un convertidor de potencia

Debido al proceso de conmutación, un convertidor electrónico de potencia conmutado CC-CC pasa por distintos estados a lo largo de un periodo de conmutación. Se denomina periodo de conmutación (T_s) a la unidad de tiempo más corta en la cual el convertidor pasa por todos sus estados, repitiéndose de forma periódica cuando está en régimen permanente. En cada estado, el circuito se puede representar con un circuito equivalente que se rige por una serie de ecuaciones diferenciales que describen su comportamiento en relación con los diferentes elementos del circuito. Dichas ecuaciones diferenciales son las que se usan para resolver el comportamiento del circuito en cada estado. La relación de tiempos entre estos estados de conmutación es lo que se utiliza para controlar la relación de la tensión de salida con la de entrada; de forma que obtenemos la tensión de salida necesaria para alimentar la carga.

Esta relación de tiempos de estados producidos por la conmutación se controlan mediante la señal de control PWM, que viene del inglés "Pulse Width Modulator" que significa señal de control por ancho de pulso. Dicha señal produce un tren de pulsos a frecuencia constante ($T_s = cte.$), pero con variabilidad del ancho del pulso del nivel alto mediante una señal moduladora, que es la que se usa como señal de control en nuestro circuito. A la

relación de la duración del pulso de nivel alto (t_{HIGH}) con respecto al periodo de conmutación (T_s) se le llama ciclo de trabajo ($D = \frac{t_{HIGH}}{T_s}$). El ciclo de trabajo define la relación entre las tensiones de entrada y salida del convertidor.

Para generar una señal PWM de forma analógica se usa una señal moduladora ($u(t)$), que es la que usamos para controlar el ciclo de trabajo, junto con una señal portadora, que puede ser una onda de dientes de sierra, de dientes de sierra inversa o triangular simétrica. Ambas señales se introducen en un comparador para generar un tren de pulsos con el ciclo de trabajo directamente proporcional a la magnitud de la señal moduladora. El tren de pulsos proveniente de la salida del comparador es la señal que se usa para controlar el funcionamiento de los transistores. En la Figura 2.2 se representan las señales que intervienen en una señal de control de una PWM.

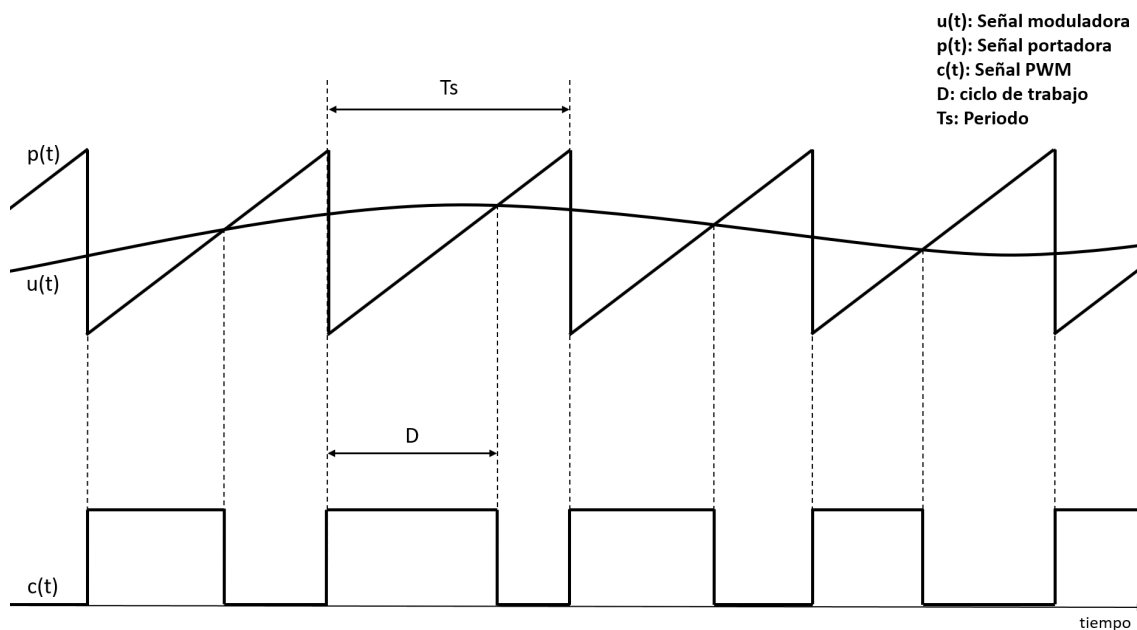


Fig. 2.2. Señales implicadas en la obtención de una señal PWM

Existe otro tipo de generación de señal PWM que se realiza de forma digital: DPWM. En esta, se genera igualmente un tren de pulsos en el cual el ciclo de trabajo de cada intervalo periódico viene dado por la señal moduladora digital de entrada $u(k)$.

Un convertidor electrónico de potencia es un sistema físico que, como todo sistema físico, tiene un comportamiento dinámico. Se aplica un control con realimentación a los convertidores para conseguir que su comportamiento dinámico se comporte según las especificaciones requeridas. Para ello, se monitorizan las salidas del sistema y se introducen sus valores en un controlador, el cual se encarga de ajustar la señal moduladora que controla el circuito. De esta manera, con un correcto diseño del controlador podemos obtener un funcionamiento eficiente del sistema.

Existen varios tipos de control dependiendo de la señal que se quiera monitorizar. Los

más comunes en estos circuitos son el control sobre la tensión de salida $v_o(t)$ y sobre la corriente de la bobina $i_L(t)$. En la Figura 2.3 se muestra el diagrama de bloques del control digital con realimentación de un convertidor electrónico de potencia genérico. $y(t)$ representa el vector de señales de salida del sistema que se quiere monitorizar. $y_s(t)$ representa las señales de salida sobre las que se quiere hacer el control una vez han pasado por el sensor. $e(t)$ es la diferencia entre la señal de salida detectada y el valor de referencia que queremos en esa señal. $u(t)$ representa la señal moduladora que sale del bloque del controlador y que entra en el bloque de generación de la señal PWM. Por último, la señal PWM proporciona una señal de pulsos al convertidor que será la que determine el ciclo de trabajo $d(t)$ con la que trabaje el convertidor. En este caso mostrado, todas estas señales son continuas en el tiempo. El controlador analógico se suele componer de elementos electrónicos analógicos con los que, con unos valores determinados, proporcionan al sistema en su conjunto una respuesta dinámica eficiente con las especificaciones requeridas.

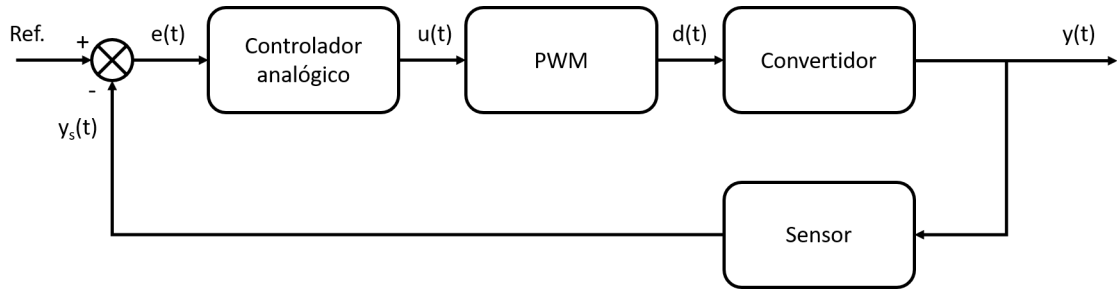


Fig. 2.3. Diagrama de bloques del control en bucle cerrado analógico de un convertidor electrónico de potencia

Cada bloque del sistema se puede representar con una función de transferencia en el dominio de Laplace con una ganancia y fase. La función de transferencia del sistema en su conjunto se obtiene mediante la siguiente relación:

$$T(s) = G_c(s)G_{PWM}G_{yd}(s)H(s) \quad (2.1)$$

Donde $G_c(s)$ representa la función del controlador, G_{PWM} la función de la generación de la señal PWM, $H(s)$ la función del sensor y $G_{yd}(s)$ la función del convertidor de potencia. $H(s)$ depende del sensor que se utilice para detectar las señales de salida del convertidor y suele venir dado por una ganancia. $G_{yd}(s)$ representa el comportamiento dinámico en frecuencia del circuito del convertidor. Representa la relación de la respuesta en frecuencia entre la señal de salida (y) y el ciclo de trabajo (d). Para realizar el control es necesario diseñar el controlador G_c para conseguir un funcionamiento del sistema global. Para ello es necesario hacer un modelo en su conjunto del convertidor sin compensar:

$$T_u(s) = G_{PWM}G_{yd}(s)H(s) \quad (2.2)$$

El control analógico tiene limitaciones debido a los elementos analógicos que utiliza. El control digital permite realizar más operaciones y alcanzar un mejor rendimiento en el

funcionamiento de un convertidor, de ahí que sea el método más extendido en el control de convertidores de potencia en los dispositivos. Sin embargo, el método de control es diferente en ambos casos. En la Figura 2.4 se muestra el diagrama de bloques del control digital con realimentación de un convertidor de potencia. En el caso del control digital se trabaja con señales discretas en el tiempo, por eso se representan con la letra k en vez de t , que representan instantes en el tiempo separados por el periodo de muestreo. La señal de salida del sensor se introduce en un convertidor analógico-digital, la cual nos proporciona una señal discreta. Esta señal se compara con la señal de referencia, igual que en el caso anterior, y se introduce en el controlador digital. El controlador digital suele ser un micro-controlador programable que se encarga de hacer las operaciones necesarias con las señales de entrada y proporcionar la señal moduladora discreta al sistema de generación de la DPWM. Como veremos más adelante el control digital añade un tiempo de retraso a la dinámica de control que es importante tener en cuenta para un correcto diseño del controlador.

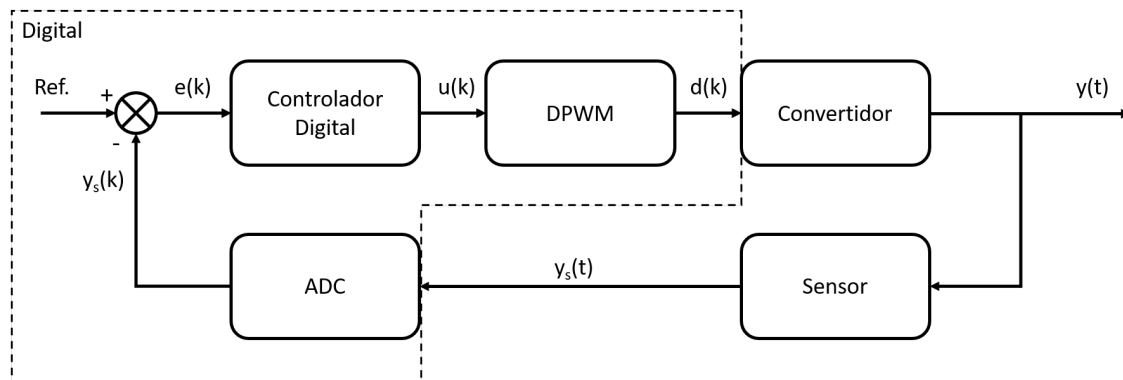


Fig. 2.4. Diagrama de bloques del control en bucle cerrado digital de un convertidor electrónico de potencia

El método que se usa para representar la respuesta en frecuencia en el ámbito discreto es la transformada en Z. En el caso del control digital, la señales que le llegan al controlador son señales discretas en el tiempo. Es por ello, que es necesario obtener el modelo en discreto del sistema $T_u(z)$, para poder hacer el diseño de la función de transferencia que se va a implementar en el micro-controlador $G_c(z)$. De esta forma, obtenemos la respuesta del sistema $T(z)$ según las especificaciones mediante la siguiente relación:

$$T(z) = G_c(z)T_u(z) \quad (2.3)$$

En el control discreto es importante elegir tanto el periodo de muestreo como el instante donde se va a muestrear. Para reducir el efecto del aliasing en la señal muestreada, es conveniente elegir una frecuencia de muestreo múltiplo de la frecuencia de conmutación. Es importante recordar que al elegir una frecuencia de muestreo f_s estamos teniendo en cuenta todas las frecuencias por debajo de su frecuencia de Nyquist $f_s/2$. Como frecuencia de muestreo se suele escoger la misma que la frecuencia de conmutación del convertidor. Esto se debe a que a frecuencias mayores se recoge la propia frecuencia de conmutación

responsable del rizado de la señal de salida. Por el contrario, si elegimos una señal de muestreo menor, estamos perdiendo parte del rango de frecuencias a medir; de forma que obtenemos un peor control dinámico del sistema [1, cap.2]. Por esto mismo, se ha escogido la frecuencia de muestreo igual a la frecuencia de conmutación para el estudio de este trabajo. El instante de muestreo se puede elegir dependiendo de cada caso y del tipo de señal portadora que se use en la generación de la señal PWM. Dicho instante se incluye en el estudio del modelo de los convertidores como su posición relativa respecto a al instante donde se aplica el control en la señal de entrada al sistema de conmutación.

2.2. Modelado de los Convertidores de Potencia

Un modelo describe de forma matemática el comportamiento de un sistema físico, en este caso, de un convertidor de potencia. El objetivo de este proceso es el de conseguir un modelo que se aproxime lo mejor posible al sistema real. Los modelos en los que se centra este trabajo son los del comportamiento dinámico del convertidor, es decir, los que describen las reacciones del sistema ante variaciones en alguna magnitudes físicas (tensión de entrada o carga) o señales (ciclo de trabajo o desfase). De esta forma podremos diseñar el sistema de control en lazo cerrado del convertidor [7].

El modelado de los convertidores de potencia conmutados no es un problema trivial. Como se ha descrito anteriormente, estos circuitos cambian su configuración a lo largo del tiempo y de forma secuencial. Aunque los sucesivos estados de un convertidor son circuitos lineales, la composición de todos ellos da lugar a un sistema que se puede considerar no lineal. Por tanto, la obtención de modelos lineales que describan el funcionamiento del convertidor en determinadas condiciones, ha sido una de las cuestiones clave en la electrónica de potencia durante las últimas décadas.

El control de los convertidores de potencia se puede realizar de dos maneras, de forma analógica o de forma digital. Un control digital no tiene el mismo comportamiento dinámico que un control analógico, especialmente a frecuencias cercanas a la frecuencia de Nyquist. Es por esto, que se debe realizar un modelado acorde a su comportamiento en discreto. Existen diferentes técnicas de modelado, cada una con sus ventajas y limitaciones, las cuales se deben conocer para saber cual utilizar.

Para el caso del control analógico, la técnica que más se usa es la del modelo promediado de pequeña rizado. Se puede obtener este modelo mediante el análisis del circuito equivalente de pequeña señal o mediante el análisis en el espacio de estados. A partir de este modelo en tiempo continuo se puede aplicar las técnicas habituales de diseño de sistemas de control para obtener el regulador del sistema en lazo cerrado cumpliendo ciertas especificaciones dinámicas y asegurando la estabilidad del sistema.

En este trabajo se van a usar dos métodos de modelado de convertidores de potencia: el modelado promediado de pequeña señal en el espacio de estados, y el modelado discreto de convertidores de potencia propuesto en [1]. Aunque este trabajo está centrado en

el modelado discreto, los modelos continuos ampliamente extendidos se utilizarán para comparar con los modelos discretos y poner de manifiesto las diferencias entre ellos. Antes de aplicar dichas técnicas de modelado en el siguiente capítulo, es necesario explicar como se obtiene cada una.

2.2.1. Modelo Promediado en el Espacio de Estados

La técnica del modelado promediado en el espacio de estados se puede encontrar desarrollada por R. D. Middlebrook en [8]. Esta técnica de modelado es una forma general de realizar el modelado promediado de pequeña señal de un convertidor de potencia; siendo una técnica bastante común y hasta ahora más utilizada en el modelado de los convertidores de potencia. A continuación se explica cómo se obtiene el modelo promediado en el espacio de estados de un convertidor de potencia.

En primer lugar, debemos obtener las ecuaciones diferenciales que dominan el convertidor electrónico de potencia que se quiere analizar para cada uno de sus estados. Representando dichas ecuaciones en el espacio de estados, nos quedaría el siguiente resultado para un caso genérico:

$$\begin{aligned}\frac{\partial x}{\partial t} &= A_c x(t) + B_c v(t) \\ y &= C_c x(t) + E_c v(t)\end{aligned}\tag{2.4}$$

Donde x contiene las variables de estado, v las variables de entrada del sistema e y las variables que se desean observar o controlar en el enlace cerrado de control. En los convertidores de potencia, se escogen como variables de estado los voltajes de los condensadores y las corrientes de las bobinas. Las Matrices A B C y D contienen los coeficientes de las ecuaciones diferenciales que gobiernan el sistema. El subíndice c representa el estado en el que se encuentra el convertidor de potencia.

Como hemos visto anteriormente, un convertidor electrónico de potencia funciona con un sistema de conmutación que hace que el convertidor atraviese diferentes estados, según las señales de control de estos conmutadores, a lo largo de un periodo de conmutación. Por esta razón, el control del sistema lo haremos a través de esta conmutación de estados del sistema trabajando sobre el ciclo de trabajo. Por lo tanto, tendremos tantos sistemas de ecuaciones del espacio de estados como estados tenga el convertidor a analizar; un sistema por cada estado.

En este modelo, lo que se hace es una linealización del sistema alrededor del punto de operación; por lo que es necesario calcular primero este punto de operación. Es decir, cuáles son los valores de las variables de estado del circuito para el ciclo de trabajo en torno al que se quiere trabajar. En el caso de este modelo, los valores de las variables se obtienen por una aproximación promedio. Para esto, se calculan los valores promedios de las variables del circuito durante un ciclo de trabajo con el circuito funcionando en régimen permanente. Se usan las ecuaciones de equilibrio en los condensadores ($\overline{i_c} = 0$) y en las bobinas ($\overline{v_l} = 0$). Al usar las corrientes de las bobinas y los voltajes de los

condensadores en las variables de estados podemos aplicar este equilibrio de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} 0 &= AX + BV \\ Y &= CX + EV \end{aligned} \quad (2.5)$$

Las variables A , B , C y E son el equivalente de haber aplicado el ciclo de trabajo (D) con el que se quiere trabajar a los diferentes estados por los que pasa el convertidor durante un periodo de conmutación. De esta manera, para un caso en el que el convertidor pasa por dos periodos, la Matriz A se calcularía de la siguiente manera: $A = A_0D + A_1(1 - D)$. Lo mismo aplica para el resto de matrices.

Si despejamos la variable de estado, obtenemos el valor promedio de ésta en el punto de operación:

$$X = -A^{-1}BC \quad (2.6)$$

Las ecuaciones obtenidas no son lineales, puesto que las matrices del sistema también dependen del tiempo. Por lo que hace falta linealizar las ecuaciones en torno al punto de operación. Para hacer esto, aplicamos Taylor de primer orden derivando respecto al tiempo y aplicando la regla de las derivadas parciales. De esta forma, para un convertidor de dos estados ($c = 0$ y $c = 1$), obtenemos la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \hat{x}}{\partial t} &= A\hat{x}(t) + F\hat{d}(t) + B\hat{v}(t) \\ y &= C\hat{x}(t) + G\hat{d}(t) + E\hat{v}(t) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Teniendo en cuenta que:

$$\begin{aligned} F &= (A_1X + B_1V) - (A_0X + A_0V) \\ G &= (C_1X + E_1V) - (C_0X + E_0V) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Donde ahora las variables con el símbolo \wedge representan las perturbaciones; debido a que hemos usado Taylor de primer orden, ésta es la diferencia de la variable con su valor en el punto de operación. Considerando nulas las perturbaciones de las variables de entrada y despejando, obtenemos la función de transferencia del lazo de control en el dominio de Laplace:

$$W(s) = \frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}} = C(sI - A)^{-1}F + G \quad (2.9)$$

Debido a que en este modelo la señal ha sido promediada, el modelo es capaz de describir el comportamiento del circuito de forma precisa para frecuencias relativamente bajas. Sin embargo, dichas aproximaciones dejan de ser fiables a frecuencias cercanas a la frecuencia de Nyquist [1].

2.2.2. Modelo Discreto

En esta sección se va a presentar una metodología para obtener directamente el modelo discreto de un convertidor electrónico de potencia en su forma más genérica posible. Esta

técnica de modelado está desarrollada originalmente por Dragan Maksimovic y Regan Zane en [9]. Se realizará un análisis más en profundidad para cada caso en el siguiente capítulo cuando se analicen los diferentes convertidores de potencia que se estudiarán en este trabajo. Esta metodología de modelado discreto se basa en la usada en [1].

En el control digital de un convertidor electrónico de potencia se trabaja con las señales muestreadas. De esta forma, es importante construir un modelo acorde a la dinámica que sigue este control en discreto del sistema. El periodo de muestreo es igual al periodo de conmutación, y el momento en el que se muestrea se escoge teniendo en cuenta el tiempo que existe entre el muestreo y procesamiento de las señales del circuito y el momento en el que afecta al circuito. Este periodo de tiempo supone un tiempo de retraso en el control (t_d) que es necesario incluir en el modelo.

Al igual que para el modelo promediado explicado en el apartado anterior, partimos de las ecuaciones de estado para cada uno de los estados por los que pasa el convertidor durante un periodo de conmutación:

$$\begin{aligned}\frac{\partial x}{\partial t} &= A_c x(t) + B_c v(t) \\ y &= C_c x(t) + E_c v(t)\end{aligned}\tag{2.10}$$

La solución matemática para esta ecuación diferencial es la siguiente:

$$x(t) = e^{A_c(t-t_0)} x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A_c(t-\tau)} B_c V d\tau\tag{2.11}$$

Dicha expresión matemática nos permite obtener los valores de las variables de estado en un instante de tiempo, respecto a un punto de partida y el control sobre el ciclo de trabajo. De esta manera, podemos obtener la expresión matemática que conecte dos muestras seguidas:

$$x[k+1] = f(x[k], d[k])\tag{2.12}$$

Debido a que dicha expresión no es lineal, es necesario linealizar con Taylor de orden uno respecto al punto de operación y obtener la relación de las perturbaciones:

$$\hat{x}[k+1] = f(\hat{x}[k], \hat{d}[k])\tag{2.13}$$

En este caso, el punto de operación se calcula donde se aplica la perturbación sobre el ciclo de trabajo, que en este caso es la señal de control. Al trabajar en régimen permanente y sin perturbaciones tenemos que:

$$x[k+1] = x[k] = X; \quad d[k] = D\tag{2.14}$$

Aplicamos esto a la expresión anterior y despejamos X de la ecuación resultante $X = f(X, D)$. En este caso, a diferencia del modelo promediado, X representa el valor de la señal en el punto donde se haya hecho el análisis; por esta razón es importante elegir el

punto donde se aplica. La elección de dicho punto varía según la señal moduladora que estemos utilizando para controlarla señal PWM. Para cada caso concreto se puede ver el análisis en el siguiente capítulo.

Representando en mayúsculas los valores de las variables cuando el convertidor trabaja en régimen permanente en el punto de operación, las perturbaciones se podrían representar de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\hat{x}[k] &= x[k] - X \\ \hat{d}[k] &= d[k] - D \\ \hat{y}[k] &= y[k] - Y\end{aligned}\tag{2.15}$$

Linealizamos en torno al punto de operación X , aplicando Taylor de primer orden sobre la expresión 2.13, de forma que obtenemos el siguiente sistema:

$$\left. \begin{aligned}\hat{x}[k+1] &= \phi \hat{x}[k] + \gamma \hat{d}[k] \\ \hat{y}[k] &= \delta \hat{x}[k]\end{aligned}\right\}\tag{2.16}$$

Donde:

$$\begin{aligned}\phi &= \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{d=D, x=X} \\ \gamma &= \frac{\partial f}{\partial d} \Big|_{d=D, x=X}\end{aligned}\tag{2.17}$$

El parámetro δ toma el valor de C_c en el estado en el que se produzca el muestreo.

Una vez que tenemos estas expresiones linealizadas, al igual que en el modelo promediado, obtenemos la función de transferencia que relacione el control con la salida:

$$W(s) = \frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}} = \delta(zI - \phi)^{-1} \gamma\tag{2.18}$$

3. ANÁLISIS DE LOS CASOS

En este capítulo se hará el análisis completo del modelado promediado y discreto para diferentes convertidores electrónicos de potencia. Para cada caso, se alcanzará un modelo del convertidor con el que se puede trabajar. Es el objetivo principal de este trabajo junto con la validación de los modelos mediante simulaciones.

3.1. Casos Simples de Convertidores CC-CC de dos Estados

Los primeros casos que se van a analizar son los convertidores reductor, elevador y reductor-elevador. Para el análisis se va a tener en cuenta únicamente el funcionamiento en modo continuo (CCM) de estos convertidores. De acuerdo con uno de los objetivos planteados al inicio de este trabajo, se ha realizado el desarrollo matemático completo de los modelos con todos sus pasos, algo que no aparece explícitamente en [1]. En la Figura 3.1 se muestran un esquemático de los circuitos equivalentes de los tres convertidores que se van a estudiar en esta sección.

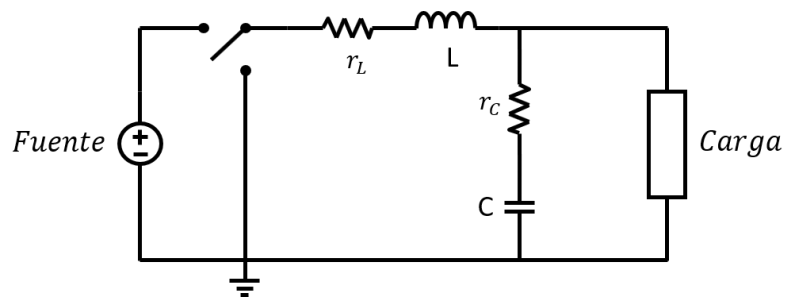
Estos tres convertidores se caracterizan por tener dos estados de conmutación. Los tres tipos de señales PWM más extendidos según la señal portadora que se use son: onda de sierra con rampa ascendente (*trailing edge*), onda de sierra con rampa descendente (también llamada onda de sierra inversa, *leading edge*) y triangular simétrica. El modelo del sistema varía según qué tipo de señal se utilice. A partir de estas señales podemos obtener la relación entre la señal de control y el ciclo de trabajo.

Para realizar el análisis se va a empezar describiendo la señal de onda de sierra de rampa ascendente, la cual se ilustra en la Figura 3.2 junto con los parámetros que se van a usar en el análisis. Cuando hayamos analizado este caso, podremos extrapolar los resultados a los otros dos casos de señales portadoras. En el caso de esta primera señal, se asume que el muestreo se produce antes del flanco de subida de la señal de control del conmutador, es decir, en el estado 0. De esta forma, el controlador tiene más tiempo para procesar la señal antes de que llegue el efecto de la señal de control $\hat{d}[k]$.

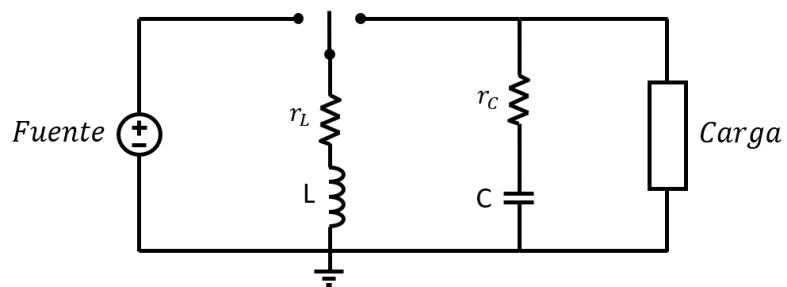
El primer paso es dividir la señal en dos partes. La primera parte de la señal es desde que se realiza el primer muestreo $[k]$ hasta el flanco de bajada de la señal de control trabajando en el punto de operación, es decir, antes de aplicar la perturbación del ciclo de trabajo $\hat{d}[k]$. Aplicando la solución de las ecuaciones del espacio de estados 2.11 a dicho segmento obtenemos las siguientes expresiones:

$$x_{\uparrow}[k] = e^{A_0(t_d - DT_s)} x[k] + \int_{t_k}^{t_k + t_d - DT_s} e^{A_0(t_k + t_d - DT_s - \tau)} B_o V d\tau \quad (3.1)$$

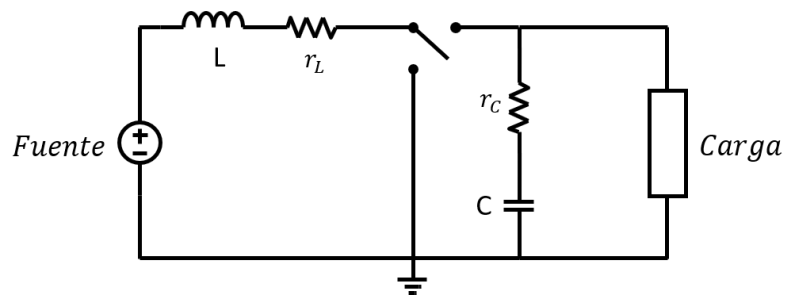
$$x_{\downarrow}[k] = e^{A_1 DT_s} x_{\uparrow}[k] + \int_{t_k + t_d - DT_s}^{t_k + t_d} e^{A_1(t_k + t_d - \tau)} B_1 V d\tau \quad (3.2)$$



(a) Convertidor Reductor



(b) Convertidor Elevador



(c) Convertidor Reductor-Elevador

Fig. 3.1. Circuitos equivalentes de los convertidores electrónicos de potencia (a) reductor, (b) elevador y (c) reductor-elevador

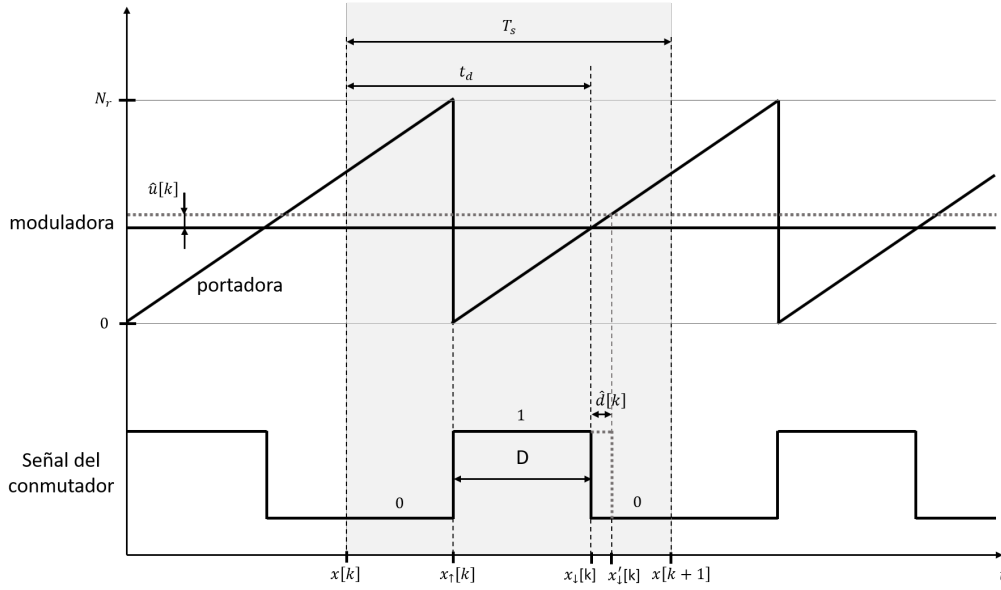


Fig. 3.2. Esquema de la señal de control del conmutador aplicando una onda de sierra de rampa ascendente

Juntando las dos expresiones obtenemos:

$$\begin{aligned}
 x_{\downarrow}[k] = & e^{A_1 D T_s} e^{A_0(t_d - D T_s)} x[k] \\
 & + e^{A_1 D T_s} \int_{t_k}^{t_k + t_d - D T_s} e^{A_0(t_k + t_d - D T_s - \tau)} B_0 V d\tau \\
 & + \int_{t_k + t_d - D T_s}^{t_k + t_d} e^{A_1(t_k + t_d - \tau)} B_1 V d\tau \quad (3.3)
 \end{aligned}$$

Las únicas variables de la expresión que dependen del tiempo son las variables de estado x . Por lo que al aplicar Taylor de primer orden y obtener la relación de las perturbaciones, obtenemos que:

$$\hat{x}_{\downarrow}[k] = e^{A_1 D T_s} e^{A_0(t_d - D T_s)} \hat{x}[k] \quad (3.4)$$

A continuación es necesario analizar la otra parte de la señal: tras aplicar la perturbación de la señal del ciclo de trabajo. Para ello, volvemos a aplicar la solución de las ecuaciones del espacio de estados al resto de la señal.

$$x'[k] = e^{A_1 \hat{d}[k] T_s} x_{\downarrow}[k] + \int_{t_k + t_d}^{t_k + t_d + \hat{d}[k] T_s} e^{A_1(t_k + t_d + \hat{d}[k] T_s - \tau)} B_1 V d\tau \quad (3.5)$$

$$x[k+1] = e^{A_0(T_s - t_d - \hat{d}[k] T_s)} x'[k] + \int_{t_k + t_d + \hat{d}[k] T_s}^{t_k + T_s} e^{A_0(t_k + T_s - \tau)} B_0 V d\tau \quad (3.6)$$

Juntando las dos expresiones anteriores obtenemos la expresión para el segundo tramo:

$$\begin{aligned}
x[k+1] = & e^{A_0(T_s-t_d-\hat{d}[k]T_s)} e^{A_1\hat{d}[k]T_s} x_\downarrow[k] \\
& + e^{A_0(T_s-t_d-\hat{d}[k]T_s)} \int_{t_k+t_d}^{t_k+t_d+\hat{d}[k]T_s} e^{A_1(t_k+t_d+\hat{d}[k]T_s-\tau)} B_1 V d\tau \\
& + \int_{t_k+t_d+\hat{d}[k]T_s}^{t_k+T_s} e^{A_0(t_k+T_s-\tau)} B_0 V d\tau \quad (3.7)
\end{aligned}$$

En álgebra se cumple que:

$$\int_{t_1}^{t_2} e^{-A\tau} d\tau = A^{-1}(e^{At_1} - e^{At_2}) \quad (3.8)$$

Teniendo esto en cuenta, despejamos la expresión 3.7:

$$\begin{aligned}
x[k+1] = & e^{A_0(T_s-t_d-\hat{d}[k]T_s)} e^{A_1\hat{d}[k]T_s} x_\downarrow[k] \\
& + e^{A_0(T_s-t_d-\hat{d}[k]T_s)} e^{A_1(t_k+t_d+\hat{d}[k]T_s)} A_1^{-1}(e^{-A_1(t_k+t_d)} - e^{-A_1(t_k+t_d+\hat{d}[k]T_s)}) B_1 V \\
& + e^{A_0(t_k+T_s)} A_0^{-1}(e^{-A_0(t_k+t_d+\hat{d}[k]T_s)} - e^{-A_0(t_k+T_s)}) B_0 V \Rightarrow
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
x[k+1] = & e^{A_0(T_s-t_d-\hat{d}[k]T_s)} e^{A_1\hat{d}[k]T_s} x_\downarrow[k] \\
& + e^{A_0(T_s-t_d-\hat{d}[k]T_s)} A_1^{-1}(e^{A_1\hat{d}[k]} - I) B_1 V \\
& + A_0^{-1}(e^{-A_0(T_s-t_d-\hat{d}[k]T_s)} - I) B_0 V \quad (3.9)
\end{aligned}$$

Aplicamos Taylor de primer orden para obtener la expresión linealizada que relaciona las perturbaciones. Las únicas variables que dependen del tiempo son las variables de estado $x_\downarrow[k]$ y la perturbación del ciclo de trabajo $\hat{d}[k]$. Nótese que se trabaja directamente con la perturbación del ciclo de trabajo debido al análisis seguido. Esto afecta al definir el punto de operación: $x_\downarrow[k] = X_\downarrow$ y $\hat{d}[k] = 0$. El proceso de linealización se hace de la siguiente manera:

$$x[k+1] = f(x_\downarrow[k], \hat{d}[k]) \Rightarrow$$

$$\hat{x}[k+1] = \left. \frac{\partial f}{\partial x_\downarrow} \right|_{x_\downarrow,0} \hat{x}_\downarrow[k] + \left. \frac{\partial f}{\partial \hat{d}} \right|_{x_\downarrow,0} \hat{d}[k] \quad (3.10)$$

Esto sobre la ecuación 3.9 quedaría:

$$\left. \frac{\partial f}{\partial \hat{x}} \right|_{x_\downarrow,0} = e^{A_0(T_s-t_d)} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned}
& \left. \frac{\partial f}{\partial \hat{d}} \right|_{x_\downarrow,0} = e^{A_0(T_s-t_d)} (-A_0 T_s + A_1 T_s) X_\downarrow \\
& + e^{A_0(T_s-t_d)} \left(-A_0 A_1^{-1} T_s (I - I) + A_1^{-1} A_1 T_s \right) B_1 V + A_0^{-1} (-A_0 T_s) e^{A_0(T_s-t_d)} B_0 V
\end{aligned}$$

$$= e^{A_0(T_s-t_d)} T_s (A_1 - A_0) X_{\downarrow} + e^{A_0(T_s-t_d)} T_s B_1 V - e^{A_0(T_s-t_d)} T_s B_0 V \quad (3.12)$$

Finalmente, la expresión 3.9 linealizada quedaría así:

$$\begin{aligned} \hat{x}[k+1] &= e^{A_0(T_s-t_d)} \hat{x}_{\downarrow}[k] + \left(T_s e^{A_0(T_s-t_d)} (A_1 - A_0) X_{\downarrow} + T_s e^{A_0(T_s-t_d)} (B_1 V - B_0) V \right) \hat{d}[k] \Rightarrow \\ \hat{x}[k+1] &= e^{A_0(T_s-t_d)} \hat{x}_{\downarrow}[k] + T_s e^{A_0(T_s-t_d)} \left[(A_1 - A_0) X_{\downarrow} + (B_1 V - B_0) V \right] \hat{d}[k] \end{aligned} \quad (3.13)$$

Añadiendo la primera parte de la señal estudiada, finalmente tendríamos la expresión que define el modelo matemático entre dos instantes de muestreo:

$$\begin{aligned} \hat{x}[k+1] &= e^{A_0(T_s-t_d)} e^{A_1 D T_s} e^{A_0(t_d-DT_s)} \hat{x}[k] \\ &\quad + T_s e^{A_0(T_s-t_d)} \left[(A_1 - A_0) X_{\downarrow} + (B_1 V - B_0) V \right] \hat{d}[k] \end{aligned} \quad (3.14)$$

Tal y como se puede observar en la Figura 3.2, para la señal moduladora de onda de sierra de rampa ascendente, la relación del ciclo de trabajo con la señal de control es $d[k] = \frac{u[k]}{N_r}$; siendo N_r el valor de pico de la señal moduladora. De forma que: $\hat{d}[k] = \frac{1}{N_r} \hat{u}[k]$. Por lo que la expresión 3.14 nos queda:

$$\begin{aligned} \hat{x}[k+1] &= e^{A_0(T_s-t_d)} e^{A_1 D T_s} e^{A_0(t_d-DT_s)} \hat{x}[k] \\ &\quad + \frac{T_s}{N_r} e^{A_0(T_s-t_d)} \left[(A_1 - A_0) X_{\downarrow} + (B_1 - B_0) V \right] \hat{u}[k] \end{aligned} \quad (3.15)$$

A partir de esta expresión podemos definir los parámetros del sistema de ecuaciones de estado linealizado 3.90, necesarios para calcular la función de transferencia 2.9 para el caso de modulación con onda de sierra:

$$\phi = e^{A_0(T_s-t_d)} e^{A_1 D T_s} e^{A_0(t_d-DT_s)} \quad (3.16)$$

$$\gamma = \frac{T_s}{N_r} e^{A_0(T_s-t_d)} \left[(A_1 - A_0) X_{\downarrow} + (B_1 - B_0) V \right] \quad (3.17)$$

$$\delta = C_0 \quad (3.18)$$

Si observamos la señal utilizada para el análisis junto con la ecuación final obtenida, podemos hacer un análisis de los distintos términos matemáticos que aparecen. Como podemos apreciar en dicho análisis, el estado $x[k]$ anterior se propaga a través de toda la señal, que matemáticamente se representa multiplicándolo por $e^{A_0(T_s-t_d)} e^{A_1 D T_s} e^{A_0(t_d-DT_s)}$. De la misma manera, desde el punto que se aplica el control, éste se propaga desde el escalón donde se aplica hasta el siguiente muestreo. La propagación corresponde al término $\frac{T_s}{N_r} e^{A_0(T_s-t_d)}$. El escalón donde ocurre la perturbación de control añade un término en forma de pendiente $\left[(A_1 - A_0) X_{\downarrow} + (B_1 - B_0) V \right]$, que es el estado antes de la perturbación menos el estado después de la perturbación. Sin embargo, también hay que tener

en cuenta la relación del ciclo de trabajo con la señal de control de la PWM, puesto que si la relación es inversa esta relación se invierte. Este análisis nos sirve para obtener las ecuaciones para otros convertidores que se comporten diferente, como es el caso del Dual active Bridge que se estudiará más adelante.

Con este análisis, tenemos el resultado para la señal moduladora de onda de sierra de rampa ascendente para el caso de los convertidores reductor, elevador y reductor-elevador, los cuales pasan por dos estados de conmutación. Ahora podemos extrapolar los resultados obtenidos a las señales portadoras de onda de sierra de rampa descendente (u onda de sierra inversa) y de onda triangular simétrica. Ambas señales de control se pueden ver en la Figura 3.3.

Para el caso de la señal de onda de sierra inversa, se asume que el muestreo se produce antes del flanco de bajada de la señal de control del conmutador, es decir, en el estado 1. De esta forma, el controlador tiene más tiempo para procesar la señal antes de que llegue el efecto de la señal de control $\hat{d}[k]$. Para este caso, tenemos el mismo tipo de análisis que con la señal ya estudiada de onda de sierra de rampa ascendente. Salvo que, en este caso, los estados están cambiados de orden, la perturbación está aplicada en el flanco de subida y la relación del ciclo de trabajo con la señal de control es inversa:

$$(1 - d[k]) = \frac{u[k]}{N_r} \Rightarrow -\hat{d}[k] = \frac{1}{N_r} \hat{u}[k] \quad (3.19)$$

Esta relación junto con el cambio de orden de los estados implica que el término de la pendiente nos quede igual que el caso anterior, pero aplicado al flanco de subida: $[(A_1 - A_0) X_{\uparrow} + (B_1 - B_0)V]$. El resto de términos a permanecen iguales, aunque con los estados cambiados de orden; de forma que la señal final nos quedaría de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \hat{x}[k+1] = & e^{A_1(T_s-t_d)} e^{A_0 D' T_s} e^{A_1(t_d-D' T_s)} \hat{x}[k] \\ & + \frac{T_s}{N_r} e^{A_1(T_s-t_d)} [(A_1 - A_0) X_{\uparrow} + (B_1 - B_0)V] \hat{u}[k] \end{aligned} \quad (3.20)$$

A partir de esta expresión podemos definir los parámetros del sistema de ecuaciones de estado linealizado 3.90, necesarios para calcular la función de transferencia 2.9 para el caso de modulación con onda de sierra inversa:

$$\phi = e^{A_1(T_s-t_d)} e^{A_0 D' T_s} e^{A_1(t_d-D' T_s)} \quad (3.21)$$

$$\gamma = \frac{T_s}{N_r} e^{A_1(T_s-t_d)} [(A_1 - A_0) X_{\uparrow} + (B_1 - B_0)V] \quad (3.22)$$

$$\delta = C_1 \quad (3.23)$$

ciclo de trabajo máximo viene dado por la siguiente expresión:

$$D_{max} = \frac{T_s - 2 \cdot t_s}{T_s} \quad (3.24)$$

En esta señal, cuando perturbamos la señal de control, provocamos perturbaciones en la señal PWM tanto en el flanco de subida como en el de bajada. La relación solamente para el flanco de subida es:

$$-\hat{d}[k] = \frac{1}{2N_r} \hat{u}[k] \quad (3.25)$$

Mientras que para el ciclo de bajada:

$$\hat{d}[k] = \frac{1}{2N_r} \hat{u}[k] \quad (3.26)$$

Con esto ya podemos construir el modelo lineal que describe el comportamiento de esta modulación. El estado $x[k]$ se propaga por toda la señal, de forma que se multiplica por $e^{A_0 T_s \frac{D'}{2}} e^{A_1 D T_s} e^{A_0 T_s \frac{D'}{2}}$. La perturbación en el flanco de subida es el primero que se empieza a propagar, por eso se multiplica por $e^{A_1 D T_s}$. Después, las dos perturbaciones se terminan de propagar en $e^{A_0 T_s \frac{D'}{2}}$. Como las relaciones del ciclo de trabajo con las de la señal de control son las mismas que en los dos casos anteriores pero divididas entre dos, las pendientes en esos puntos se definirían de la misma manera. Juntando todos estos términos, obtenemos la ecuación que define nuestro modelo discreto para el convertidor controlado por la señal moduladora triangular:

$$\begin{aligned} \hat{x}[k+1] = & e^{A_0 T_s \frac{D'}{2}} e^{A_1 D T_s} e^{A_0 T_s \frac{D'}{2}} \hat{x}[k] \\ & + \frac{T_s}{2N_r} e^{A_0 T_s \frac{D'}{2}} \left[(A_1 - A_0) X_{\downarrow} + (B_1 - B_0) V \right] \\ & + e^{A_1 D T_s} \left[(A_1 - A_0) X_{\uparrow} + (B_1 - B_0) V \right] \hat{u}[k] \end{aligned} \quad (3.27)$$

A partir de esta expresión podemos definir los parámetros del sistema de ecuaciones de estado linealizado 3.90, necesarios para calcular la función de transferencia 2.9 para el caso de modulación con onda triangular simétrica:

$$\phi = e^{A_0 T_s \frac{D'}{2}} e^{A_1 D T_s} e^{A_0 T_s \frac{D'}{2}} \quad (3.28)$$

$$\gamma = + \frac{T_s}{2N_r} e^{A_0 T_s \frac{D'}{2}} \left[(A_1 - A_0) X_{\downarrow} + (B_1 - B_0) V \right] + e^{A_1 D T_s} \left[(A_1 - A_0) X_{\uparrow} + (B_1 - B_0) V \right] \quad (3.29)$$

$$\delta = C_0 \quad (3.30)$$

Para poder aplicar la fórmula debemos obtener primero el punto de operación en el flanco de bajada. Para ello, analizamos la señal entre dos flancos de bajada, tal y como

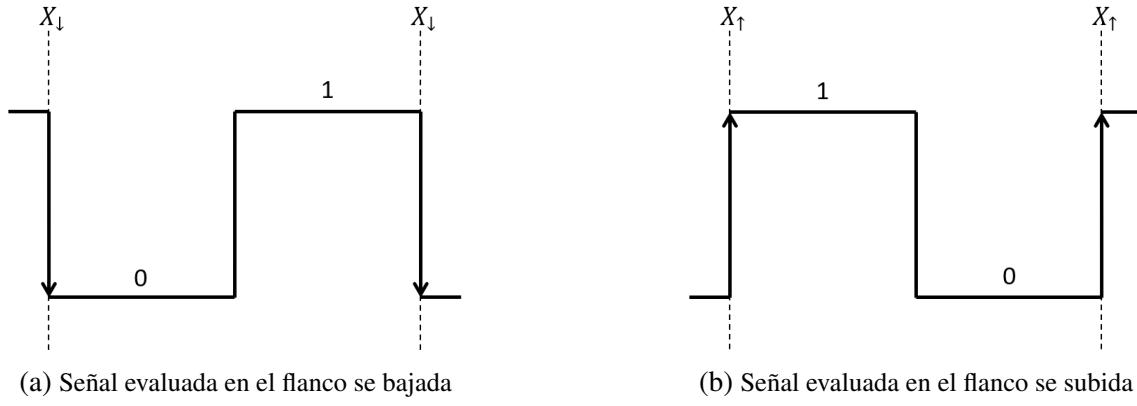


Fig. 3.4. Señal evaluada (a) en el flanco de bajada y (b) en el flanco de subida

se puede ver en la Figura 3.4a. Aplicamos el ciclo de trabajo del punto de operación $d[k] = D$.

Partiendo de la solución de la ecuación del espacio de estados:

$$x_{\downarrow}[k+1] = e^{A_1 D T_s} x_{\uparrow}[k] + \int_{t_k + D' T_s}^{t_k + T_s} e^{A_1(t_k + T_s - \tau)} B_1 V \quad (3.31)$$

$$x_{\uparrow}[k] = e^{A_0 D' T_s} x_{\downarrow}[k] + \int_{t_k}^{t_k + D' T_s} e^{A_0(t_k + D' T_s - \tau)} B_0 V \quad (3.32)$$

Donde $D' = 1 - D$. Juntando las dos expresiones:

$$x_{\downarrow}[k+1] = e^{A_1 D T_s} e^{A_0 D' T_s} x_{\downarrow}[k] + e^{A_1 D T_s} \int_{t_k}^{t_k + D' T_s} e^{A_0(t_k + D' T_s - \tau)} B_0 V + \int_{t_k + D' T_s}^{t_k + T_s} e^{A_1(t_k + T_s - \tau)} B_1 V \quad (3.33)$$

Al encontrarnos en el régimen permanente del punto de operación, las dos muestras tienen el mismo valor: $x_{\downarrow}[k+1] = x_{\downarrow}[k] = X_{\downarrow}$. Por lo que:

$$X_{\downarrow} = e^{A_1 D T_s} e^{A_0 D' T_s} X_{\downarrow} + e^{A_1 D T_s} \int_{t_k}^{t_k + D' T_s} e^{A_0(t_k + D' T_s - \tau)} B_0 V + \int_{t_k + D' T_s}^{t_k + T_s} e^{A_1(t_k + T_s - \tau)} B_1 V \quad (3.34)$$

Despejando:

$$X_{\downarrow} = (1 - e^{A_1 D T_s} e^{A_0 D' T_s})^{-1} \left(e^{A_1 D T_s} e^{A_0(t_k + D' T_s)} \int_{t_k}^{t_k + D' T_s} e^{-A_0 \tau} B_0 V + e^{A_1(t_k + T_s)} \int_{t_k + D' T_s}^{t_k + T_s} e^{-A_1 \tau} B_1 V \right)$$

$$X_{\downarrow} = (1 - e^{A_1 D T_s} e^{A_0 D' T_s})^{-1} \left(e^{A_1 D T_s} A_0^{-1} e^{A_0(t_k + D' T_s)} (e^{-A_0 t_k} - e^{-A_0(t_k + D' T_s)}) B_0 V + A_1^{-1} e^{A_1(t_k + T_s)} (e^{-A_1(t_k + D' T_s)} - e^{-A_1(t_k + T_s)}) B_1 V \right)$$

$$X_{\downarrow} = (1 - e^{A_1 D T_s} e^{A_0 D' T_s})^{-1} \left(-e^{A_1 D T_s} A_0^{-1} (I - e^{A_0 D' T_s}) B_0 - A_1^{-1} (I - e^{A_1 D T_s}) B_1 \right) V \quad (3.35)$$

De forma análoga obtenemos la expresión para el flaco de subida. La señal a analizar se puede ver representada en la Figura 3.4b. La expresión finalmente nos quedaría así:

$$X_{\uparrow} = \left(1 - e^{A_0 D' T_s} e^{A_1 D T_s}\right)^{-1} \left(-e^{A_0 D' T_s} A_1^{-1} (I - e^{A_1 D T_s}) B_1 - A_0^{-1} (I - e^{A_0 D' T_s}) B_0 \right) V \quad (3.36)$$

Tras este análisis de la señal hemos obtenido las expresiones necesarias para formular un modelo para los tipos de convertidores reductor, elevador y reductor-elevador de dos estados de conmutación cuando trabajan en CCM. El siguiente paso sería extraer las matrices del espacio de estados de cada uno de los convertidores. Para ello se va a realizar un análisis de cada uno de los circuitos que componen los convertidores de una forma genérica para que sea aplicable a un mayor número de casos.

Para el análisis de cada uno de los tipos de convertidores se va a aplicar una carga genérica. El propósito de hacer el análisis con esta carga es el de poder utilizar dicho modelo en la mayor variedad de casos posibles, puesto que cualquier carga se puede modelar como un circuito como el mostrado en la Figura 3.5 con unos valores dados.

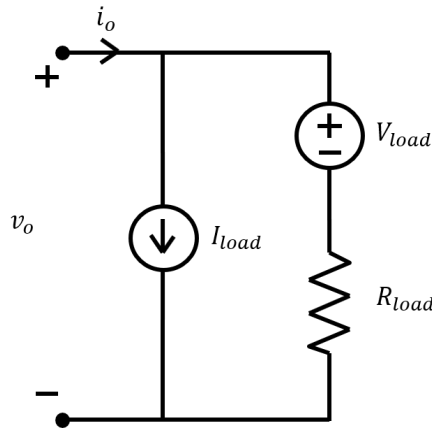


Fig. 3.5. Circuito equivalente de la carga genérica

Dado este circuito obtenemos las expresiones matemáticas que relacionan la corriente con la tensión de la carga, las cuales son necesarias para el análisis:

$$\begin{aligned} v_o(t) &= V_{load} + (i_o(t) - I_{load})R_{load} \\ i_o(t) &= \frac{(v_o(t) - V_{load})}{R_{load}} + I_{load} \end{aligned} \quad (3.37)$$

Para las ecuaciones del espacio de estados 2.4, vamos a definir las variables que intervienen en el espacio de estados de la misma manera para los tres casos (reductor, elevador y reductor-elevador):

$$v(t) = \begin{bmatrix} V_g \\ I_{load} \\ V_{load} \end{bmatrix} \quad x(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad y(t) = \begin{bmatrix} i_l(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

A continuación se va a realizar el análisis de los circuitos para los convertidores electrónicos de potencia reductor, elevador y reductor-elevador con el fin de obtener las matrices que aparecen en las ecuaciones del espacio de estados. Dichas matrices intervienen en el modelo discreto y definen la dinámica del convertidor.

3.1.1. Convertidor Reductor

Un convertidor reductor es un convertidor electrónico de potencia que, a partir de un voltaje en CC, proporciona a su salida un voltaje también en CC de menor magnitud. En la Figura 3.6 se muestra el convertidor reductor que se va a estudiar. En el caso que se va a estudiar, se han incluido las pérdidas en la inductancia y en el condensador en forma de resistencias en serie para presentar un caso lo más genérico posible.

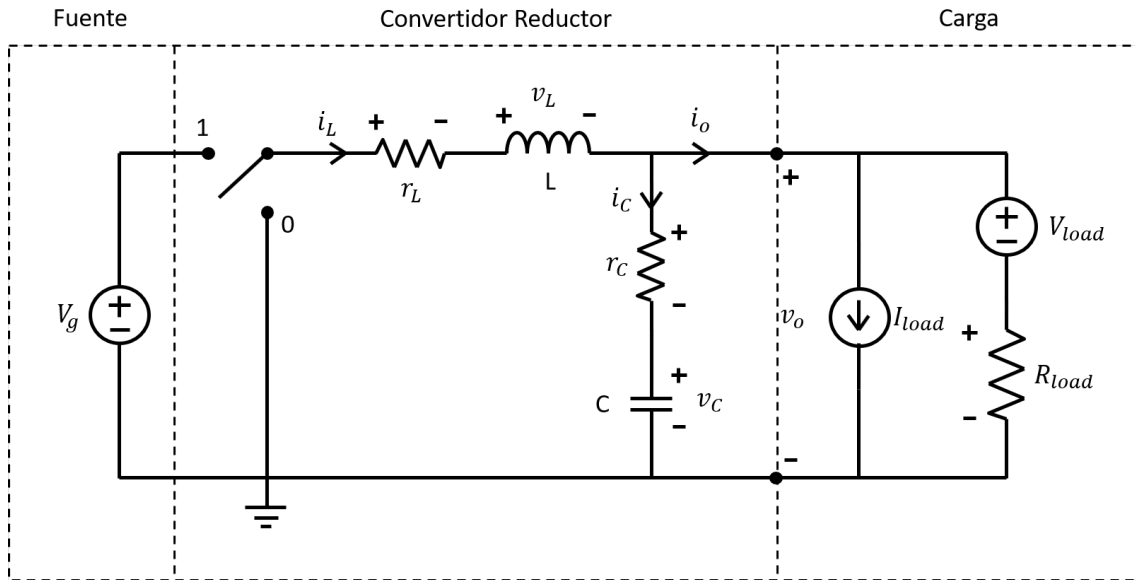


Fig. 3.6. Circuito equivalente de un convertidor reductor

La ecuación que relaciona las tensiones de la entrada y la salida con el ciclo de trabajo en un convertidor reductor es la siguiente:

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (3.39)$$

Donde V_o es la tensión de salida, V_i la tensión de entrada y D el ciclo de trabajo. El ciclo de trabajo solo puede tomar valores de 0 a 1, por lo que la tensión de salida solo puede tomar valores menores que la tensión de entrada hasta 0.

Para el caso en el que el conmutador está en la posición 0, usando los análisis de nodos

y mallas, obtenemos las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} + r_L i_L(t) + v_o(t) &= 0 \\ i_L(t) &= i_o + C \frac{dv_C(t)}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3.40)$$

Despejando y aplicando la relación entre la tensión y la corriente de salida ($i_o(t)$ y $v_o(t)$) de la carga, según la ecuación 3.37, podemos expresar las ecuaciones diferenciales como:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_L(t)}{dt} &= -\frac{r_L}{L} i_L(t) - v_o(t) \\ \frac{dv_C(t)}{dt} &= \frac{1}{C} i_L(t) - \frac{1}{C} \left(\frac{v_o(t) - V_{load}}{R_{load}} + I_{load} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.41)$$

A partir del circuito, aplicando mallas en la salida y la rama del condensador, podemos obtener la siguiente relación:

$$v_o = v_C + (i_L(t) - i_o(t))r_C \quad (3.42)$$

A la cual, podemos aplicar la relación de la tensión con la corriente de salida de la carga ($i_o(t) = f(v_o(t))$) y despejar:

$$\begin{aligned} v_o(t) &= v_C(t) + \left(i_L(t) - \frac{v_o(t) - V_{load}}{R_{load}} - I_{load} \right) r_C \Rightarrow \\ v_o(t) &= v_C(t) + i_L(t)r_C - \frac{v_o(t)}{R_{load}}r_C + \frac{V_{load}}{R_{load}}r_C - I_{load}r_C \Rightarrow \\ v_o(t) &= \frac{1}{1 + r_C/R_{load}}v_C(t) + \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}}i_L(t) - \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}}I_{load} + \frac{1}{1 + R_{load}/r_C}V_{load} \end{aligned} \quad (3.43)$$

Con esta relación podemos obtener las matrices correspondientes al observador (C_0 y E_0) de las ecuaciones del espacio de estados 2.4, teniendo en cuenta que las variables se han definido como se especifica en 3.38.

Volviendo a las ecuaciones diferenciales del circuito 3.41 y aplicando la relación 3.37 a cada una de ellas, obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_L(t)}{dt} &= -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} \right) i_L(t) - \frac{1}{L} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} v_C(t) \\ &\quad + \frac{1}{L} \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} - \frac{1}{L} \frac{1}{1 + R_{load}/r_C} V_{load} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} i_L(t) - \frac{1}{C} \frac{1}{r_C + R_{load}} v_C(t) \\ &\quad - \frac{1}{C} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} + \frac{1}{C} \frac{1}{R_{load} + r_C} V_{load} \end{aligned} \right\} \quad (3.44)$$

En estas ecuaciones solo intervienen las variables de estado y las variables de entrada que hemos definido previamente, por lo que podemos obtener las matrices A_0 y B_0 de la ecuación diferencial del espacio estados.

Para el caso en el que el conmutador está en la posición 1, seguimos el mismo procedimiento partiendo de nuevas las ecuaciones ecuaciones que gobiernan el sistema:

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L(t) - v_o(t) + \frac{V_g}{L} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{C}\left(\frac{v_o(t) - V_{load}}{R_{load}} + I_{load}\right) \end{cases} \quad (3.45)$$

$$v_o(t) = v_C + (i_L(t) - i_o(t))r_C \quad (3.46)$$

Al añadir el término $\frac{V_g}{L}$ cambian algunos parámetros de las matrices del sistema. Debido a que los cálculos son muy similares a los anteriores, la obtención de las ecuaciones se simplifica, aplicando dicho cambio directamente sobre las matrices del sistema. Finalmente, las matrices del sistema nos quedarían de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} A_0 = A_1 &= \begin{pmatrix} -\frac{1}{L}\left(r_L + \frac{r_C}{1+r_C/R_{load}}\right) & -\frac{1}{L}\frac{1}{1+r_C/R_{load}} \\ \frac{1}{C}\frac{1}{1+r_C/R_{load}} & -\frac{1}{C}\frac{1}{r_C+R_{load}} \end{pmatrix} \\ B_0 &= \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L}\frac{r_C}{1+r_C/R_{load}} & -\frac{1}{L}\frac{1}{1+R_{load}/r_C} \\ 0 & -\frac{1}{C}\frac{1}{1+r_C/R_{load}} & \frac{1}{C}\frac{1}{R_{load}+r_C} \end{pmatrix} \\ B_1 &= \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & \frac{1}{L}\frac{r_C}{1+r_C/R_{load}} & -\frac{1}{L}\frac{1}{1+R_{load}/r_C} \\ 0 & -\frac{1}{C}\frac{1}{1+r_C/R_{load}} & \frac{1}{C}\frac{1}{R_{load}+r_C} \end{pmatrix} \\ C_0 = C_1 &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{r_C}{1+r_C/R_{load}} & \frac{1}{1+r_C/R_{load}} \end{pmatrix} \\ E_0 = E_1 &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_C}{1+r_C/R_{load}} & \frac{1}{1+R_{load}/r_C} \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Con estas matrices ya podríamos hacer un modelo del convertidor reductor usando la ecuación 2.18 para obtener la función de transferencia del sistema.

3.1.2. Convertidor Elevador

Un convertidor elevador transforma la energía eléctrica de forma que, en su salida, obtenemos una tensión de corriente continua mayor que en la de entrada. La relación entre la tensión de salida y la de entrada es función del del ciclo de trabajo. En la Figura 3.7 se muestra el convertidor elevador sobre el que se van a hacer las derivaciones matemáticas. En el caso que se va a estudiar se han incluido las pérdidas en la inductancia y en el condensador en forma de resistencias parásitas en serie; de esta forma se pretende conseguir un modelo aplicable a un caso con parámetros reales, puesto que los elementos no son ideales.

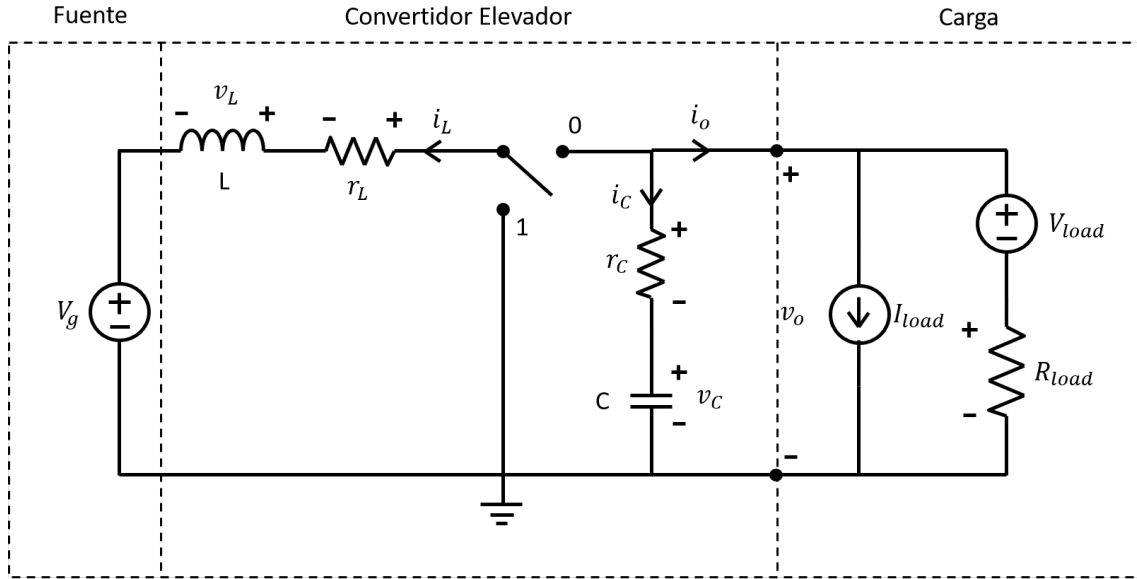


Fig. 3.7. Circuito equivalente de un convertidor elevador

En un convertidor elevador, la relación entre las tensiones de entrada y salida del circuito vienen dadas por la siguiente expresión:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.47)$$

Donde V_o es la tensión de salida, V_i la tensión de entrada y D el ciclo de trabajo; ésta última solo puede tomar valores entre 0 y 1. Como se puede comprobar, la tensión de salida V_o puede ser igual o mayor que la tensión de entrada dependiendo del valor que tenga D .

Empezando por el caso en el que el estado del conmutador es igual a 1, podemos extraer del circuito las siguientes igualdades:

$$\left. \begin{aligned} V_g &= i_L(t)r_L + L \frac{di_L(t)}{dt} \\ C \frac{dv_C(t)}{dt} &= -i_o \end{aligned} \right\} \quad (3.48)$$

Aplicando el modelo de carga que hemos utilizado, podemos usar las expresiones de la ecuación 3.37 para obtener las ecuaciones diferenciales de la siguiente forma:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_L(t)}{dt} &= \frac{V_g}{L} - \frac{r_L}{L} i_L(t) \\ \frac{dv_C(t)}{dt} &= -\frac{1}{C} \left(\frac{v_o(t) - V_{load}}{R_{load}} + I_{load} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.49)$$

Teniendo en cuenta que $i_C = -i_o$ y aplicando mallas a la rama del condensador, obtenemos la siguiente ecuación:

$$v_o = v_C - i_o(t)r_C \quad (3.50)$$

Volviendo a aplicar la relación que viene dada por la carga según la ecuación 3.37, despejamos hasta obtener la siguiente relación de parámetros:

$$\begin{aligned}
 v_o(t) &= v_C(t) - \left(\frac{v_o(t) - V_{load}}{R_{load}} - I_{load} \right) r_C \Rightarrow \\
 \left(1 + \frac{r_C}{R_{load}} \right) v_o(t) &= v_C(t) + \frac{V_{load}}{R_{load}} r_C - I_{load} r_C \Rightarrow \\
 v_o(t) &= \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} v_C(t) - \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} + \frac{1}{1 + R_{load}/r_C} V_{load} \quad (3.51)
 \end{aligned}$$

Con dicha expresión, que relaciona la tensión de salida v_o con las variables de estado x y los parámetros de entrada v , podemos sacar las matrices C_1 y E_1 .

A continuación, nos interesa obtener el resto de matrices que definen el espacio de estados del sistema: A_1 y B_1 . Para ello volvemos sobre las ecuaciones 3.49 para aplicar esta última expresión de forma que podemos extraer dichas matrices a partir de las siguientes ecuaciones:

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{di_L(t)}{dt} &= -\frac{r_L}{L} i_L(t) + \frac{1}{L} V_g \\
 \frac{dv_C(t)}{dt} &= -\frac{1}{C} \frac{1}{r_C + R_{load}} v_C(t) - \frac{1}{C} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} + \frac{1}{C} \frac{1}{R_{load} + r_C} V_{load}
 \end{aligned} \right\} \quad (3.52)$$

Aplicando los mismos conceptos analizamos el caso para cuando el conmutador está en la posición 0. Ahora la corriente por el condensador es $i_C = i_L - i_o$, lo cual supone que la ecuación 3.50 pasa a ser:

$$v_o(t) = v_C + (i_L(t) - i_o(t)) r_C$$

Al entrar i_L como un nuevo término en la ecuación, la expresión que define las matrices C_0 y E_0 quedaría de la siguiente manera:

$$v_o(t) = \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} v_C(t) + \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} i_L(t) - \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} + \frac{1}{1 + R_{load}/r_C} V_{load} \quad (3.53)$$

La manera en la que se llega a dicho resultado está demostrado en el estado 0 del convertidor reductor, debido a que la topología del circuito es la misma. A su vez, las ecuaciones diferenciales del sistema ahora son:

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{di_L(t)}{dt} &= -\frac{r_L}{L} i_L(t) - v_o(t) \\
 \frac{dv_C(t)}{dt} &= \frac{1}{C} i_L(t) - \frac{1}{C} \left(\frac{v_o(t) - V_{load}}{R_{load}} + I_{load} \right)
 \end{aligned} \right\} \quad (3.54)$$

A partir de este sistema de ecuaciones podemos obtener las ecuaciones diferenciales

que definen las matrices A_0 y B_0 el espacio de estados:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_L(t)}{dt} &= -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} \right) i_L(t) - \frac{1}{L} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} v_C(t) \\ &\quad + \frac{1}{L} \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} - \frac{1}{L} \frac{1}{1 + R_{load}/r_C} V_{load} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} i_L(t) - \frac{1}{C} \frac{1}{r_C + R_{load}} v_C(t) \\ &\quad - \frac{1}{C} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} + \frac{1}{C} \frac{1}{R_{load} + r_C} V_{load} \end{aligned} \right\} \quad (3.55)$$

Extraemos las matrices que intervienen en las ecuaciones del espacio de estados a partir de las expresiones 3.51, 3.52, 3.53 y 3.55, de tal forma que:

$$\begin{aligned} A_0 &= \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_C}{1+r_C/R_{load}} \right) & -\frac{1}{L} \frac{1}{1+r_C/R_{load}} \\ \frac{1}{C} \frac{1}{1+r_C/R_{load}} & -\frac{1}{C} \frac{1}{r_C+R_{load}} \end{pmatrix} \\ A_1 &= \begin{pmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \frac{1}{r_C+R_{load}} \end{pmatrix} \\ B_0 &= \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & \frac{1}{L} \frac{r_C}{1+r_C/R_{load}} & -\frac{1}{L} \frac{1}{1+R_{load}/r_C} \\ 0 & -\frac{1}{C} \frac{1}{1+r_C/R_{load}} & \frac{1}{C} \frac{1}{R_{load}+r_C} \end{pmatrix} \\ B_1 &= \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \frac{1}{1+r_C/R_{load}} & \frac{1}{C} \frac{1}{R_{load}+r_C} \end{pmatrix} \\ C_0 &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{r_C}{1+r_C/R_{load}} & \frac{1}{1+r_C/R_{load}} \end{pmatrix} \\ C_1 &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{1+r_C/R_{load}} \end{pmatrix} \\ E_0 = E_1 &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_C}{1+r_C/R_{load}} & \frac{1}{1+R_{load}/r_C} \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Con estas matrices ya podríamos hacer un modelo del convertidor elevador usando la ecuación 2.18 para obtener la función de transferencia del sistema.

3.1.3. Convertidor Reductor-Elevador

Un convertidor reductor-elevador permite pasar de un voltaje en CC a otro voltaje en CC de mayor o menor intensidad dependiendo del ciclo de trabajo que se utilice para controlar el circuito. La expresión que da lugar a dicha relación es la siguiente:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{D}{1-D} \quad (3.56)$$

Donde V_o es la tensión de salida, V_i la tensión de entrada y D el ciclo de trabajo. Nótese que la tensión de salida está invertida con respecto a la tensión de entrada. Para

valores de D menores a 0.5 obtendremos en la salida tensiones de menor magnitud que en la entrada, tal y como ocurría en los convertidores reductores. Por el contrario, si usamos valores del ciclo de trabajo mayores a 0.5, el circuito se comportará como un convertidor elevador aumentando la magnitud de la tensión en la salida. En la Figura 3.8 se muestra un esquemático del circuito equivalente del convertidor reductor-elevador que se va a usar para el siguiente análisis.

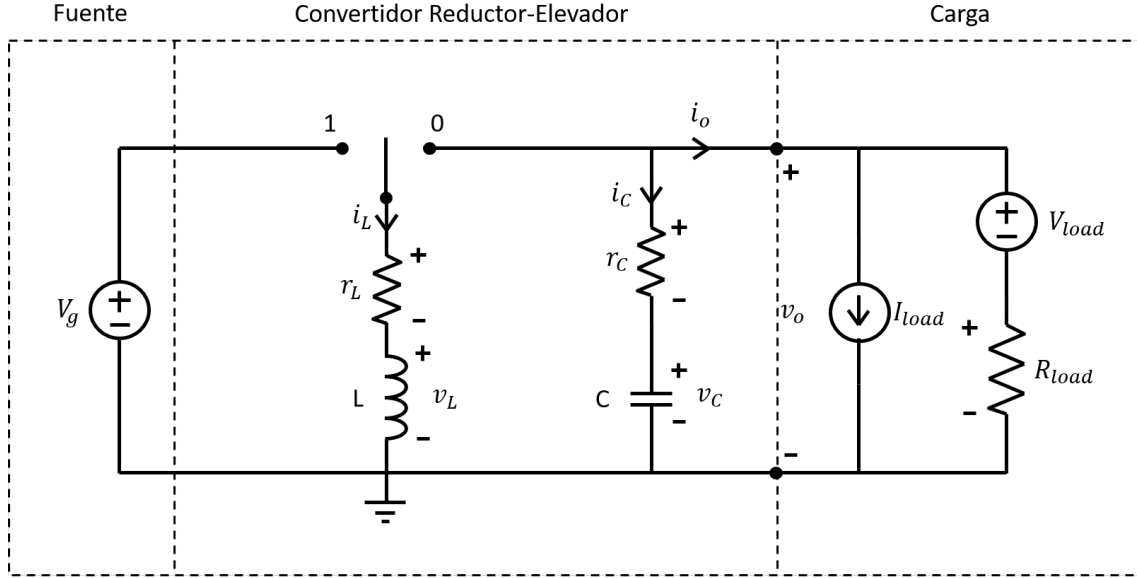


Fig. 3.8. Circuito equivalente de un Convertidor Reductor-Elevador

Una vez realizados los análisis para los casos de los convertidores reductor y elevador, hacer el análisis para el convertidor reductor-elevador es relativamente sencillo. Esto se debe a que las topologías de sus dos estados coinciden exactamente con la de los dos casos anteriormente estudiados.

Para el caso en el que el conmutador está en la posición 1, tenemos el mismo circuito que cuando el convertidor elevador estaba en la posición 1. Esto que implica que la relación que se establece entre la tensión de salida y las variables de estado es la misma:

$$v_o(t) = \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} v_C(t) - \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} + \frac{1}{1 + R_{load}/r_C} V_{load} \quad (3.57)$$

Al igual que pasa con las ecuaciones diferenciales que gobiernan el sistema:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_L(t)}{dt} &= -\frac{r_L}{L} i_L(t) + \frac{1}{L} V_g \\ \frac{dv_C(t)}{dt} &= -\frac{1}{C} \frac{1}{r_C + R_{load}} v_C(t) - \frac{1}{C} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} + \frac{1}{C} \frac{1}{R_{load} + r_C} V_{load} \end{aligned} \right\} \quad (3.58)$$

Por lo que las matrices A_1 B_1 C_1 E_1 del sistema para este caso serán iguales a las del convertidor elevador.

En el caso en el que el conmutador está en la posición 0 ocurre lo mismo, pero esta vez tenemos la misma topología que para el caso 0 del convertidor reductor. Utilizando

las mismas ecuaciones que para dicho caso, tenemos:

$$v_o(t) = \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} v_C(t) + \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} i_L(t) - \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} + \frac{1}{1 + R_{load}/r_C} V_{load} \quad (3.59)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_L(t)}{dt} &= -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} \right) i_L(t) - \frac{1}{L} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} v_C(t) \\ &\quad + \frac{1}{L} \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} - \frac{1}{L} \frac{1}{1 + R_{load}/r_C} V_{load} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} i_L(t) - \frac{1}{C} \frac{1}{r_C + R_{load}} v_C(t) \\ &\quad - \frac{1}{C} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} + \frac{1}{C} \frac{1}{R_{load} + r_C} V_{load} \end{aligned} \right\} \quad (3.60)$$

De esta forma, a partir de estas igualdades, obtenemos las matrices A_0 B_0 C_0 E_0 del sistema.

A continuación se muestran todas las matrices que definen el sistema:

$$A_0 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} \right) & -\frac{1}{L} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} \\ \frac{1}{C} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} & -\frac{1}{C} \frac{1}{r_C + R_{load}} \end{pmatrix}$$

$$A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \frac{1}{r_C + R_{load}} \end{pmatrix}$$

$$B_0 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L} \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} & -\frac{1}{L} \frac{1}{1 + R_{load}/r_C} \\ 0 & -\frac{1}{C} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} & \frac{1}{C} \frac{1}{R_{load} + r_C} \end{pmatrix}$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} & \frac{1}{C} \frac{1}{R_{load} + r_C} \end{pmatrix}$$

$$C_0 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} & \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} \end{pmatrix}$$

$$C_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} \end{pmatrix}$$

$$E_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} & \frac{1}{1 + R_{load}/r_C} \end{pmatrix}$$

Como podemos comprobar, las matrices de la topología 0 son las mismas que las del convertidor reductor, y las matrices de la topología 1 son las mismas que en el convertidor elevador. De esta manera, ya tenemos contruidos los modelos para los convertidores reductor, elevador y reductor-elevador. Ahora se va a proceder a analizar otros casos de interés.

3.2. Convertidor Reductor con Filtro de Entrada

Es de interés poder extender esta metodología a otros casos; es por eso que se ha elegido aplicar el mismo método a otro caso más complejo de aplicación real: un convertidor reductor con filtro en entrada de la fuente. Este ejemplo está basado en [10, cap.10], donde se propone un ejemplo de un convertidor reductor con filtro de entrada y se resuelve por los métodos convencionales de los modelos promediados. El objetivo a conseguir es entender y analizar estos conceptos con el fin de poder aplicar el modelo discreto a este tipo de convertidores. Para poder realizar nuestro análisis, es necesario primero explicar los conceptos nuevos que se presentan en este caso.

En primer lugar, en la obra de referencia, Erickson nos habla de la necesidad de aplicar un filtro de entrada en los convertidores. Esto es así porque los armónicos de alta frecuencia de la corriente generados en el proceso de conmutación pueden afectar al funcionamiento de los equipos de la fuente; es por ello que se deben eliminar. En el ejemplo que se propone en el libro, y el cual se usa en este trabajo, es un filtro paso-bajo LC de primer orden. La forma de eliminar los armónicos es introduciendo un filtro de entrada entre la fuente y el convertidor, tal y como se muestra en la Figura 3.9. Haciendo una buena elección de la frecuencia de corte del filtro, conseguimos eliminar los componentes de altas frecuencias de la corriente mejorando el funcionamiento del convertidor y de la fuente.

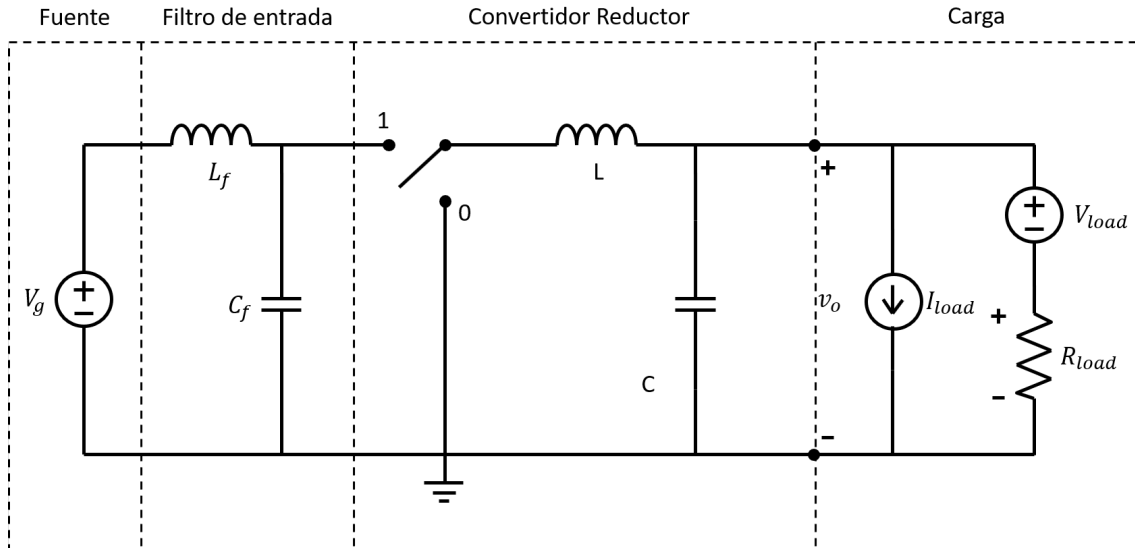


Fig. 3.9. Circuito equivalente de un Convertidor Reductor con filtro de entrada

Erickson usa el Teorema del Elemento Extra (EET) para resolver el modelo. Dicho teorema propone un procedimiento, mediante el cual, podemos obtener el nuevo modelo del convertidor a partir del modelo promediado del convertidor sin filtro; de esta forma se simplifican mucho los cálculos. Este método solo funciona con el modelo promediado, por lo que no nos sirve para obtener nuestro modelo discreto del convertidor. Sin embargo, es necesario explicar y utilizar dicho análisis, debido a que es importante para el diseño

del filtro de entrada.

Para poder eliminar los armónicos en la fuente que usa el convertidor, es necesario hacer un diseño correcto del filtro de entrada. Esto se debe a que, al añadir un filtro en la entrada, puede afectar al filtro de salida del convertidor. El objetivo principal del diseño del filtro de entrada es atenuar la magnitud correspondiente a los armónicos de alta frecuencia de la corriente, afectando lo mínimo posible al filtro de salida del convertidor. Esto es lo mismo que decir que queremos aplicar un filtro en la entrada sin modificar notablemente la función de transferencia del sistema.

El Teorema del Elemento Extra nos proporciona la expresión de cómo se modifica la función de transferencia del sistema al añadir el filtro en la entrada, la cual se encuentra a continuación:

$$G_{vd}(s) = \left(G_{vd}(s) \Big|_{Z_o(s)=0} \right) \frac{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_N(s)} \right)}{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_D(s)} \right)} \quad (3.61)$$

Donde $G_{vd}(s)$ es la nueva función de transferencia del convertidor con el filtro de entrada; $G_{vd}(s) \Big|_{Z_o(s)=0}$ es la función de transferencia del convertidor antes de aplicar el filtro de entrada; Z_o es la impedancia de salida del filtro de entrada; Z_N es la impedancia de entrada del convertidor con las perturbaciones del ciclo de trabajo igual a cero ($\hat{d}(s) = 0$), y Z_D es la impedancia de entrada del convertidor pero con las perturbaciones de la tensión de salida anuladas a cero ($\hat{v}(s) \xrightarrow{\text{null}} 0$).

En la Figura 3.10 se muestran las expresiones de las diferentes impedancias equivalentes para los convertidores de potencia reductor (buck), elevador (boost) y reductor-elevador (buck-boost). Z_e es la impedancia de entrada cuando la salida está cortocircuitada ($\hat{v}(s) = 0$). Dichas expresiones no tienen en cuenta las resistencias parásitas que presentan los componentes no ideales. Pero debido a que solo vamos a utilizar estas expresiones para hacer el diseño del filtro y no para obtener el modelo final, no hace falta tenerlas en cuenta en el análisis.

Tal y como explica Erickson, los requisitos que debe cumplir el filtro de entrada para que la impedancia de salida no se vea sustancialmente afectada por éste, viene dados por las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} \|Z_o\| &\ll \|Z_e\| \\ \|Z_o\| &\ll \|Z_D\| \end{aligned} \quad (3.62)$$

Vamos a empezar construyendo un modelo simple (sin resistencias parásitas) con el método que hemos seguido hasta ahora. Fijándonos en la Figura 3.9 podemos extraer las siguientes conclusiones:

| Converter | $Z_N(s)$ | $Z_D(s)$ | $Z_e(s)$ |
|------------|---|---|------------------|
| Buck | $-\frac{R}{D^2}$ | $\frac{R}{D^2} \frac{\left(1 + s\frac{L}{R} + s^2 LC\right)}{(1 + sRC)}$ | $\frac{sL}{D^2}$ |
| Boost | $-D'^2 R \left(1 - \frac{sL}{D'^2 R}\right)$ | $D'^2 R \frac{\left(1 + s\frac{L}{D'^2 R} + s^2 \frac{LC}{D'^2}\right)}{(1 + sRC)}$ | sL |
| Buck-boost | $-\frac{D'^2 R}{D^2} \left(1 - \frac{sDL}{D'^2 R}\right)$ | $\frac{D'^2 R}{D^2} \frac{\left(1 + s\frac{L}{D'^2 R} + s^2 \frac{LC}{D'^2}\right)}{(1 + sRC)}$ | $\frac{sL}{D^2}$ |

Fig. 3.10. Valores de las impedancias equivalentes para los distintos convertidores de potencia [10]

Para el estado 0 de la conmutación las ecuaciones diferenciales que gobiernan el sistema son:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} &= -v_C(t) \\ C \frac{dv_C(t)}{dt} &= i_L(t) - \frac{1}{R} v_C(t) \\ L_f \frac{di_{Lf}(t)}{dt} &= -v_{Cf}(t) + V_g \\ C_f \frac{dv_{Cf}(t)}{dt} &= i_{Lf}(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.63)$$

Para el estado 1 de la conmutación las ecuaciones diferenciales que gobiernan el sistema pasarían a ser:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} &= -v_C(t) + v_{Cf}(t) \\ C \frac{dv_C(t)}{dt} &= i_L(t) - \frac{1}{R} v_C(t) \\ L_f \frac{di_{Lf}(t)}{dt} &= -v_{Cf}(t) + v_g \\ C_f \frac{dv_{Cf}(t)}{dt} &= i_{Lf}(t) - i_L(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.64)$$

En ambos casos la tensión en el condensador de salida es igual a la propia tensión de salida ($v_C(t) = v_o(t)$). Al añadir un elemento capacitivo y uno inductivo con el nuevo filtro, nuestro espacio de estados se expande en dos dimensiones más al tener dos ecuaciones diferenciales adicionales. Teniendo en cuenta esto, las variables del espacio de estados

pasarían a ser:

$$v(t) = \begin{bmatrix} Vg \\ I_{load} \\ V_{load} \end{bmatrix} \quad x(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \\ i_{L_f}(t) \\ v_{C_f}(t) \end{bmatrix} \quad y(t) = [v_o(t)] \quad (3.65)$$

En este caso vamos a monitorizar solamente la tensión de salida para ver el efecto que tiene el filtro que hemos visto sobre ella. Teniendo en cuenta las ecuaciones diferenciales del sistema y las nuevas variables del espacio de estados, las matrices que gobiernan el espacio de estados del sistema son:

$$A_0 = \begin{pmatrix} 0 & -1/C & 0 & 0 \\ 1/C & -1/RC & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_f \\ 0 & 0 & 1/C_f & 0 \end{pmatrix}$$

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & -1/C & 0 & 1/L \\ 1/C & -1/RC & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_f \\ -1/C_f & 0 & 1/C_f & 0 \end{pmatrix}$$

$$B_0 = B_1 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/L_f \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$C_0 = C_1 = (0 \quad 1 \quad 0 \quad 0)$$

$$E_1 = (0 \quad 0 \quad 0)$$

Recreando el mismo ejemplo que toma Erickson en su libro, cuyos valores de los diferentes parámetros del convertidor se muestran en la tabla 3.1, obtenemos los resultados representados en la Figura 3.11.

TABLA 3.1. PARÁMETROS DEL EJEMPLO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR CON FILTRO LC DE ENTRADA

| Parámetro | Valor |
|---------------|------------------------------------|
| V_g | 30V |
| L | 100 μ H |
| C | 100 μ F |
| L_f | 330 μ H |
| C_f | 470 μ F |
| D | 0,5 |
| R_{load} | 3 Ω |
| I_{load} | 0A |
| V_{load} | 0V |
| $f_s = 1/T_s$ | 100kHz |
| t_d | $D \cdot T_s$ |
| N_r | 1 |
| Portadora | Onda de sierra de rampa ascendente |

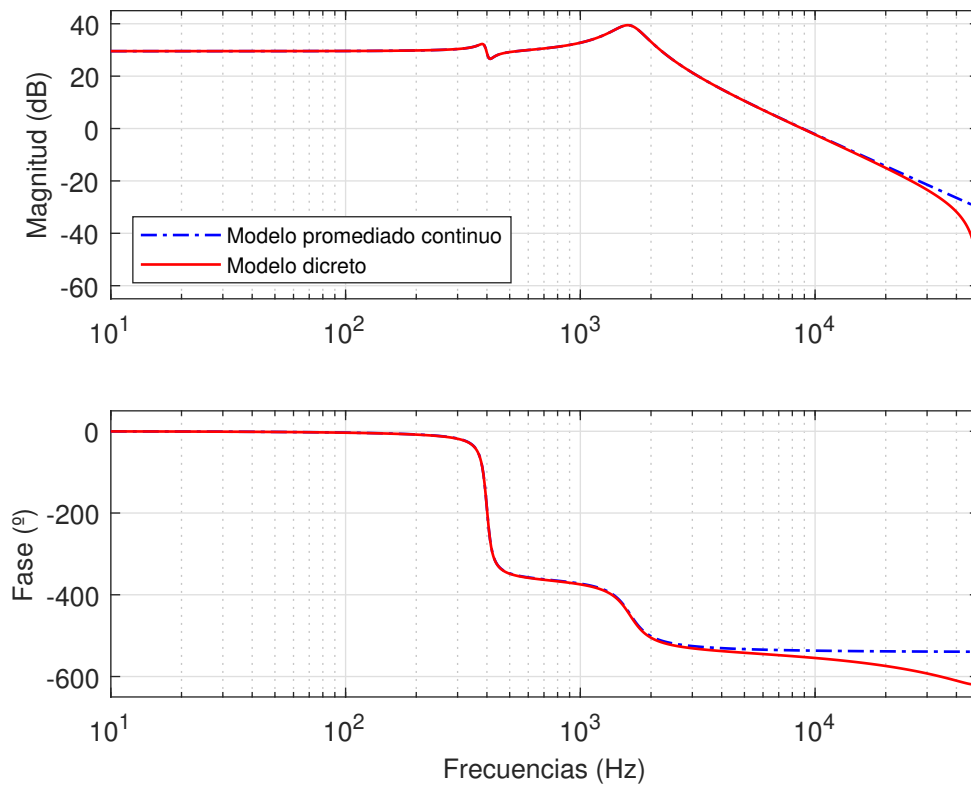


Fig. 3.11. Respuesta en frecuencia del convertidor reductor con filtro de entrada LC sin amortiguar

En la respuesta en frecuencia del modelo podemos ver el efecto del filtro en torno a la frecuencia de corte (aproximadamente 400 hz) tanto en la ganancia como en la fase. En la magnitud podemos apreciar un par de picos resonantes, pero el efecto importante se produce en la fase, donde se produce un desfase de más de 360 grados. Este efecto se debe a que con tipo de filtro LC no podemos cumplir el criterio 3.62 en torno a la frecuencia de corte del filtro. En la Figura 3.12 se puede ver que es imposible cumplir dicho criterio debido al pico que produce la impedancia del filtro LC en torno a la frecuencia de corte. Esto supone un problema puesto que no existe un controlador que pueda regular un desfase tan grande en las altas frecuencias.

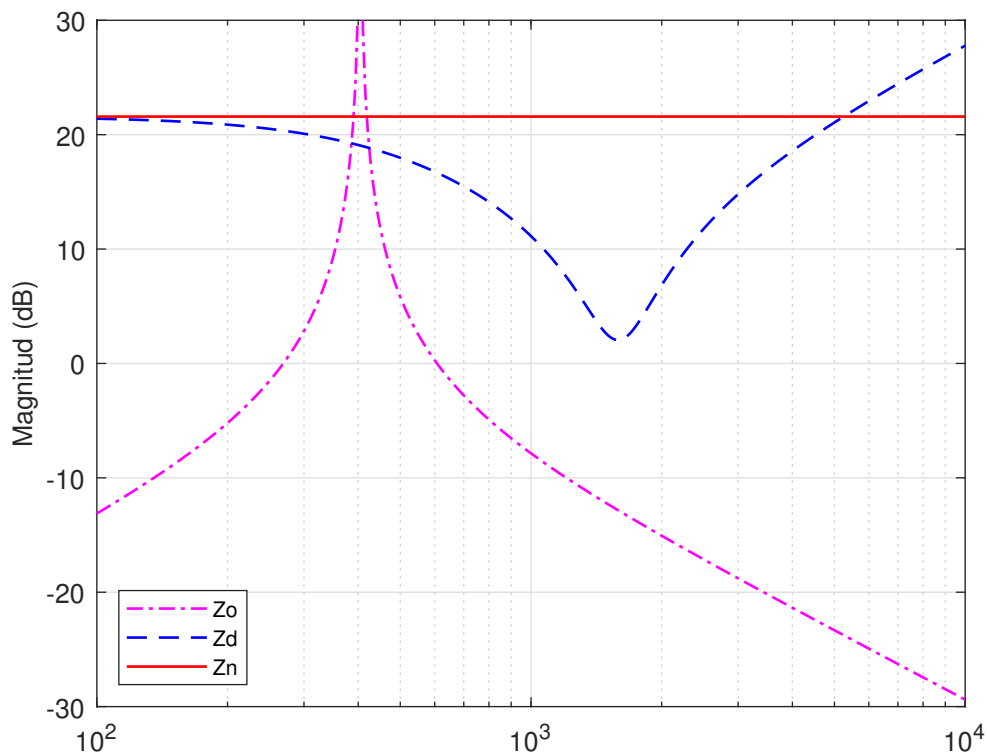


Fig. 3.12. Diagrama de Bode de las impedancias equivalentes del convertidor reductor con filtro de entrada sin amortiguamiento

Como solución a dicho problema, Erickson propone varias adaptaciones del filtro como solución. En este trabajo se va a usar una de ellas, que es la de añadir una rama R-C al filtro tal y como se muestra en la Figura 3.13. En este caso, como extensión de los conocimientos aplicados, vamos a realizar el modelo discreto de dicho convertidor teniendo en cuenta las resistencias parásitas y la carga genérica aplicada en los casos anteriores.

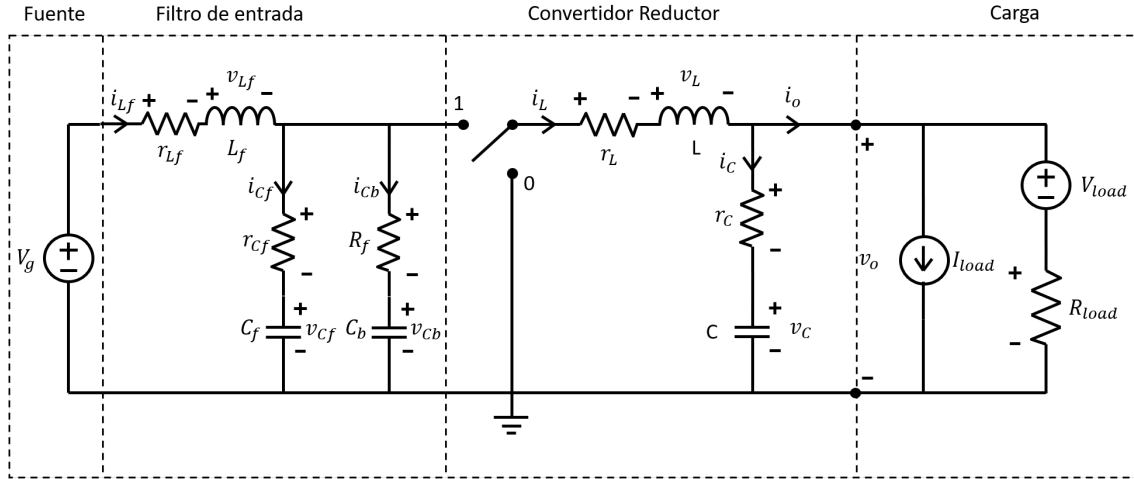


Fig. 3.13. Circuito equivalente del convertidor reductor con filtro de entrada LC amortiguado teniendo en cuenta las resistencias parásitas

Antes de empezar a analizar el modelo, es necesario diseñar los nuevos parámetros del nuevo filtro: C_b y R_f . Lo que nos interesa conseguir es que el amortiguamiento de la impedancia del filtro sea lo suficientemente grande como para que se cumplan los criterios mencionados 3.62. Erickson explica un procedimiento para calcular los valores óptimos de C_b y R_f en [10, cap.10]. Debido a que el objetivo de este trabajo es validar el método de modelado discreto para diferentes tipo de convertidores, se usará el mismo ejemplo con los valores de los elementos del convertidor que podemos encontrar en la referencia.

Una vez que hemos diseñado todos los elementos del filtro de entrada, podemos extraer las matrices del nuevo sistema para obtener el modelo discreto del convertidor. Los cálculos están extraídos aplicando mallas y nodos al circuito que se muestra en la Figura 3.13, al igual que hemos hecho con los casos anteriores. La diferencia es que ahora, con los nuevos componentes del circuito, tenemos un espacio de estados con cinco variables de estado:

$$v(t) = \begin{bmatrix} V_g \\ I_{load} \\ V_{load} \end{bmatrix} \quad x(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \\ i_{Lf}(t) \\ v_{Cf}(t) \\ v_{Cb}(t) \end{bmatrix} \quad y(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

Al aplicar la carga genérica, tenemos la relación entre la corriente y la tensión de salida especificada en 3.37. En los dos estados de conmutación se cumple que:

$$v_o(t) = v_C(t) + (i_L(t) - i_o(t))r_C \Rightarrow$$

$$v_o(t) = \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} i_L(t) + \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} v_C(t) - \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} I_{load}(t) + \frac{1}{1 + R_{load}/r_C} V_{load}(t) \quad (3.67)$$

Dicho análisis nos sirve para extraer las matrices C_0 , C_1 , E_0 y E_1 .

Para el caso en el que el conmutador está en la posición 1, obtenemos las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} &= -r_L i_L(t) - v_o(t) + v_{Cf}(t) + Lf \frac{di_{Lf}(t)}{dt} r_{Cf} \\ C \frac{dv_C(t)}{dt} &= i_L(t) - i_o(t) \\ V_g &= i_{Lf}(t) r_{Lf} + Lf \frac{di_{Lf}(t)}{dt} + C_f \frac{dv_{Cf}(t)}{dt} r_{Cf} + v_{Cf} \\ C_f \frac{dv_{Cf}(t)}{dt} r_{Cf} + v_{Cf}(t) &= C_b \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} R_f + v_{Cb}(t) \\ i_{Lf}(t) &= C_f \frac{dv_{Cf}(t)}{dt} + C_b \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} + i_L(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.68)$$

Resolviendo el sistema:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} &= -\left(r_L + \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} + \frac{r_{Cf}}{1 + r_{Cf}/R_f}\right) i_L(t) - \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} v_C(t) + \frac{r_{Cf}}{1 + r_{Cf}/R_f} i_{Lf}(t) \\ &\quad + \frac{1}{1 + r_{Cf}/R_f} v_{Cf}(t) + \frac{1}{1 + R_f/r_{Cf}} v_{Cb}(t) + \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} - \frac{1}{1 + R_{load}/r_C} V_{load} \\ C \frac{dv_C(t)}{dt} &= \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} i_L(t) - \frac{1}{r_C + R_{load}} v_C(t) - \frac{1}{1 + r_C/R_{load}} I_{load} + \frac{1}{R_{load} + r_C} V_{load} \\ Lf \frac{di_{Lf}(t)}{dt} &= \frac{r_{Cf}}{1 + r_{Cf}/R_f} i_L(t) - \left(r_{Lf} + \frac{r_{Cf}}{1 + r_{Cf}/R_f}\right) i_{Lf}(t) \\ &\quad - \frac{1}{1 + r_{Cf}/R_f} v_{Cf}(t) - \frac{1}{1 + R_f/r_{Cf}} v_{Cb}(t) + V_g \\ C_f \frac{dv_{Cf}(t)}{dt} &= -\frac{1}{1 + r_{Cf}/R_f} i_L(t) + \frac{1}{1 + r_{Cf}/R_f} i_{Lf}(t) - \frac{1}{r_{Cf} + R_f} v_{Cf}(t) + \frac{1}{r_{Cf} + R_f} v_{Cb}(t) \\ C_b \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} &= -\frac{1}{1 + R_f/r_{Cf}} i_L(t) + \frac{1}{1 + R_f/r_{Cf}} i_{Lf}(t) + \frac{1}{r_{Cf} + R_f} v_{Cf}(t) - \frac{1}{r_{Cf} + R_f} v_{Cb}(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.69)$$

Para el caso en el que el conmutador está en la posición 0, obtenemos las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} &= -r_L i_L(t) - v_o(t) \\ C \frac{dv_C(t)}{dt} &= i_L(t) - i_o(t) \\ V_g &= i_{Lf}(t) r_{Lf} + Lf \frac{di_{Lf}(t)}{dt} + C_f \frac{dv_{Cf}(t)}{dt} r_{Cf} + v_{Cf} \\ C_f \frac{dv_{Cf}(t)}{dt} r_{Cf} + v_{Cf}(t) &= C_b \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} R_f + v_{Cb}(t) \\ i_{Lf}(t) &= C_f \frac{dv_{Cf}(t)}{dt} + C_b \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3.70)$$

Resolviendo el sistema:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} &= -\left(r_L + \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}}\right)i_L(t) - \frac{1}{1 + r_C/R_{load}}v_C(t) \\ &\quad + \frac{r_C}{1 + r_C/R_{load}}I_{load} - \frac{1}{1 + R_{load}/r_C}V_{load} \\ C \frac{dv_C(t)}{dt} &= \frac{1}{1 + r_C/R_{load}}i_L(t) - \frac{1}{r_C + R_{load}}v_C(t) - \frac{1}{1 + r_C/R_{load}}I_{load} + \frac{1}{R_{load} + r_C}V_{load} \\ L_f \frac{di_{L_f}(t)}{dt} &= -\left(r_{L_f} + \frac{r_{C_f}}{1 + r_{C_f}/R_f}\right)i_{L_f}(t) - \frac{1}{1 + r_{C_f}/R_f}v_{C_f}(t) - \frac{1}{1 + R_f/r_{C_f}}v_{C_b}(t) + V_g \\ C_f \frac{dv_{C_f}(t)}{dt} &= \frac{1}{1 + r_{C_f}/R_f}i_{L_f}(t) - \frac{1}{r_{C_f} + R_f}v_{C_f}(t) + \frac{1}{r_{C_f} + R_f}v_{C_b}(t) \\ C_b \frac{dv_{C_b}(t)}{dt} &= \frac{1}{1 + R_f/r_{C_f}}i_{L_f}(t) + \frac{1}{r_{C_f} + R_f}v_{C_f}(t) - \frac{1}{r_{C_f} + R_f}v_{C_b}(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.71)$$

A partir de estas ecuaciones, podemos extraer las matrices que necesitamos para construir el modelo discreto para el caso del convertidor reductor con filtro de entrada LC amortiguado con una rama C-R considerando las resistencias parásitas:

$$A_0 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L}\left[r_L + \frac{r_C}{1+r_C/R_{load}}\right] & -\frac{1}{L}\frac{1}{1+r_C/R_{load}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C}\frac{r_C}{1+r_C/R_{load}} & -\frac{1}{C}\frac{r_C}{r_C+R_{load}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_f}\left[r_{L_f} + \frac{r_{C_f}}{1+r_{C_f}/R_f}\right] & -\frac{1}{L_f}\frac{1}{1+r_{C_f}/R_f} & -\frac{1}{L_f}\frac{1}{1+R_f/r_{C_f}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f}\frac{1}{1+r_{C_f}/R_f} & -\frac{1}{C_f}\frac{1}{r_{C_f}+R_f} & \frac{1}{C_f}\frac{1}{R_f+r_{C_f}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_b}\frac{1}{1+R_f/r_{C_f}} & \frac{1}{C_b}\frac{1}{r_{C_f}+R_f} & -\frac{1}{C_b}\frac{1}{R_f+r_{C_f}} \end{pmatrix}$$

$$A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L}\left[r_L + \frac{r_C}{1+r_C/R_{load}} + \frac{r_{C_f}}{1+r_{C_f}/R_f}\right] & -\frac{1}{L}\frac{1}{1+r_C/R_{load}} & \frac{1}{L}\frac{r_{C_f}}{1+r_{C_f}/R_f} & \frac{1}{L}\frac{1}{1+r_{C_f}/R_f} & \frac{1}{L}\frac{1}{1+R_f/r_{C_f}} \\ \frac{1}{C}\frac{1}{1+r_C/R_{load}} & -\frac{1}{C}\frac{1}{r_C+R_{load}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_f}\frac{r_{C_f}}{1+r_{C_f}/R_f} & 0 & -\frac{1}{L_f}\left[r_{L_f} + \frac{r_{C_f}}{1+r_{C_f}/R_f}\right] & -\frac{1}{L_f}\frac{1}{1+r_{C_f}/R_f} & -\frac{1}{L_f}\frac{1}{1+R_f/r_{C_f}} \\ -\frac{1}{C_f}\frac{1}{1+r_{C_f}/R_f} & 0 & \frac{1}{C_f}\frac{1}{1+r_{C_f}/R_f} & -\frac{1}{C_f}\frac{1}{r_{C_f}+R_f} & \frac{1}{C_f}\frac{1}{R_f+r_{C_f}} \\ -\frac{1}{C_b}\frac{1}{1+R_f/r_{C_f}} & 0 & \frac{1}{C_b}\frac{1}{1+R_f/r_{C_f}} & \frac{1}{C_b}\frac{1}{r_{C_f}+R_f} & -\frac{1}{C_b}\frac{1}{R_f+r_{C_f}} \end{pmatrix}$$

$$B_0 = B_1 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L}\frac{r_C}{1+r_C/R_{load}} & -\frac{1}{L}\frac{1}{1+R_{load}/r_C} \\ 0 & -\frac{1}{C}\frac{1}{1+r_C/R_{load}} & \frac{1}{C}\frac{1}{R_{load}+r_C} \\ 1/L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$C_0 = C_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{r_C}{1+r_C/R_{load}} & \frac{1}{1+r_C/R_{load}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$E_0 = E_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_C}{1+r_C/R_{load}} & \frac{1}{1+R_{load}/r_C} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

De esta manera hemos conseguido aplicar los conceptos del modelado discreto a otro caso más complejo, donde había involucrados otros elementos. Esto demuestra que la técnica se puede usar para modelar otro tipo de convertidores siguiendo el mismo procedimiento de cálculo. A continuación, se va a analizar una topología de convertidor totalmente diferente a los casos anteriores, donde el tipo de control del convertidor varía del visto hasta ahora.

3.3. Dual Active Bridge

Una vez analizados los casos de los convertidores simples CC-CC de dos estados, se ha decidido extender el análisis a otro tipo de convertidor que se usa en la industria hoy en día. Se ha elegido el convertidor Dual Active Bridge (DAB) como el caso a analizar.

El Dual Active Bridge es un convertidor de la familia de convertidores CC-CC aislados bidireccionales. Esto último significa que son capaces de transmitir la potencia en ambas direcciones dependiendo de en que punto de operación en el que estén trabajando. Variando los parámetros de la señal de control son capaces de revertir la dirección de transmisión de la potencia. Esta característica es muy interesante en la industria debido a que ofrece nuevas posibilidades en sus aplicaciones.

El DAB fue inventado por Rik W. DeDoncker quien lo patentó en 1991 [11]. El DAB posee numerosas ventajas frente a otros convertidores de potencia. En [12] se enumeran algunas de las ventajas más importantes:

- El uso de pocos componentes pasivos para su funcionamiento.
- Se caracteriza por su alta eficiencia debido a las pocas pérdidas que se producen en la transmisión de la energía.
- Admite la aplicación de la técnica “Soft-Switching”, que permite disminuir las pérdidas de energía durante el proceso de conmutación.
- La transmisión de potencia se puede realizar en los dos sentidos (bidireccional).
- Permite un alto ratio entre los voltajes de entrada y salida.
- Su uso en ambas direcciones permite utilizarlo para elevar o reducir la tensión.

La técnica del “Soft-Switching”, frente al convencional “Hard-Switching”, consiste en aplicar un control en la conmutación de los transistores que controlan el circuito, de forma que consuman menos energía. Esto se consigue dejando un tiempo muerto entre el apagado y el encendido de los transistores; de esta forma, la corriente circula cuando la tensión es cero y viceversa, por lo que se consume la mínima potencia durante la conmutación.

Tal y como se ha indicado, el convertidor DAB tiene la ventaja de poseer pocos componentes pasivos frente a otros convertidores de la misma familia; evitando el uso de grandes bobinas en continuo. Sin embargo, se caracteriza por tener un alto número de componentes, entre los que se encuentran 8 transistores, que cumplen la función de conmutación, y un transformador. El control del convertidor es algo más complejo debido a que alto número de conmutadores que necesita para funcionar.

En la Figura 3.14 se muestra un esquemático de un convertidor DAB. Las tensiones V_1 y V_2 corresponden a las tensiones de entrada y salida del convertidor. El circuito se controla mediante los transistores que hacen la función de conmutación del circuito. Al haber 8 transistores, el control del convertidor es algo más complicado que en los otros casos. El control de los transistores se realiza mediante señales de control con el 50 % de ciclo de trabajo. El transformador contribuye al ratio entre las tensiones conectadas al convertidor. Los condensadores conectados a las tensiones sirven para filtrar las señales en ambos lados, necesarios cuando el convertidor funciona de manera bidireccional.

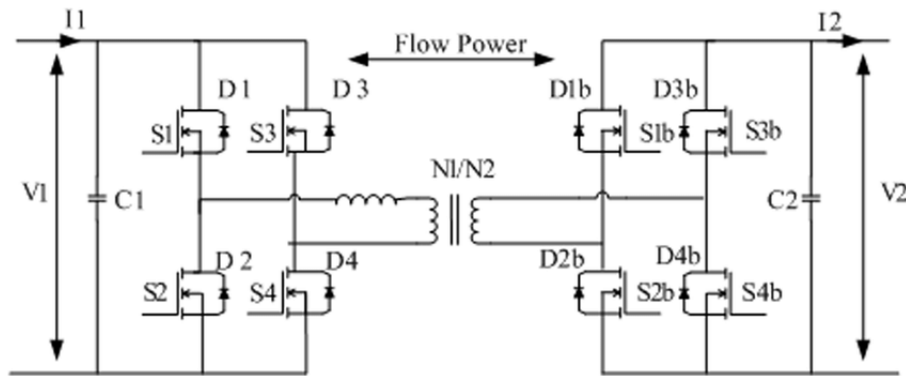


Fig. 3.14. Circuito equivalente del convertidor Dual Active Bridge [13]

Los transistores del circuito se controlan por pares: S_1 y S_4 , S_2 y S_3 , S_{1b} y S_{4b} , y S_{2b} y S_{3b} . Esto nos deja con tres desfases (3 grados de libertad) entre las señales de control con las que controlar el circuito. Este tipo de control se denomina “Triple Phase Shift” por tener tres variables que controlar para determinar el funcionamiento del circuito.

Sin embargo, en el caso de estudio se va a simplificar el problema y se va a usar la técnica de control de desfase único o “Single Phase Shift”. En este tipo de control, la variable que determina el punto de operación es el desfase existente entre los puentes. Como solo se va a transmitir energía de la fuente a la carga en un solo sentido, podemos prescindir de uno de los condensadores, siendo solo necesario el condensador conectado a la carga.

En la Figura 3.15 se encuentra el circuito del Dual Active Bridge controlado mediante “Single Phase Shift” que se va a usar para el análisis. La carga que absorbe la energía se ha modelado como una carga resistiva. En primer lugar, se va a realizar el modelado promediado continuo; para ello, tenemos que analizar los diferentes estados por los que pasa la señal.

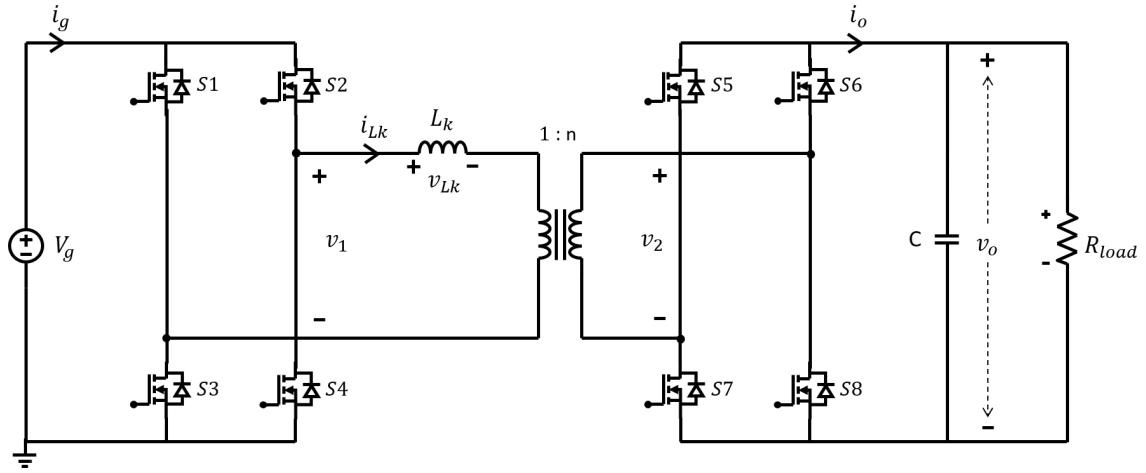


Fig. 3.15. Circuito equivalente del convertidor DAB Single Phase Shift

Las señales de control de los transistores se muestran en la Figura 3.16, donde las líneas rojas delimitan dos instantes de muestreo. Se ha decidido hacer el análisis escogiendo como instante de muestreo el flanco de subida de $S6$ y $S7$. El convertidor DAB en “Single Phase Shift” pasa por cuatro estados. El valor de las señales v_1 y v_2 en cada estado se detallan en la tabla 3.2

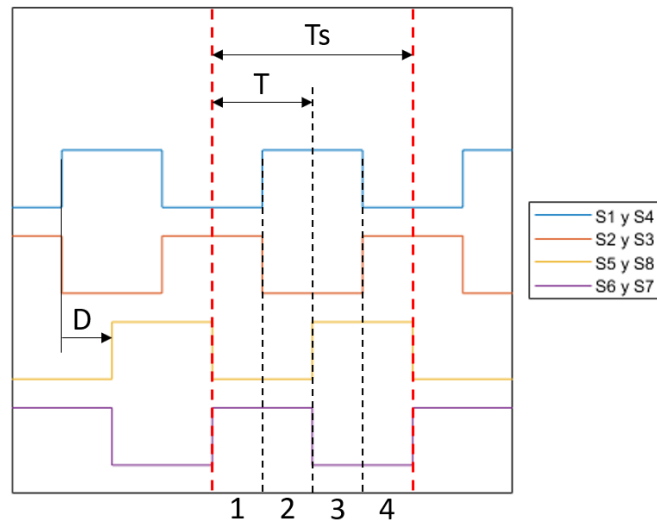


Fig. 3.16. Señales de control del DAB

TABLA 3.2. TABLA DE LOS VALORES DE LAS SEÑALES DEL DAB EN CADA ESTADO

| Estado | v_1 | v_2 | Duración |
|--------|--------|----------|------------|
| 1 | V_g | V_o/n | $(1 - D)T$ |
| 2 | $-V_g$ | V_o/n | DT |
| 3 | $-V_g$ | $-V_o/n$ | $(1 - D)T$ |
| 4 | V_g | $-V_o/n$ | DT |

Con este análisis podemos definir las ecuaciones diferenciales para cada estado. En el caso del modelo promediado se va a tomar el condensador como parte de la carga en la salida. Según el esquemático del circuito, la tensión en la bobina es de tal forma que $v_{Lk} = V_1 - V_2$. Las ecuaciones diferenciales para cada estado quedarían de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 \text{Estado 1: } \frac{di_{Lk}}{dt} &= \frac{V_g - v_o/n}{L_k} \\
 \text{Estado 2: } \frac{di_{Lk}}{dt} &= \frac{-V_g - v_o/n}{L_k} \\
 \text{Estado 3: } \frac{di_{Lk}}{dt} &= \frac{-V_g + v_o/n}{L_k} \\
 \text{Estado 4: } \frac{di_{Lk}}{dt} &= \frac{V_g + v_o/n}{L_k}
 \end{aligned} \tag{3.72}$$

En dichas ecuaciones podemos aplicar la relación de la corriente en la carga:

$$v_o = i_o \cdot R_{load} \tag{3.73}$$

Para cada estado, las corrientes en la bobina, en la carga y en la fuente se relacionan de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 n \cdot i_o &= i_{Lk} \cdot \text{signo}(V_2) \\
 i_g &= i_{Lk} \cdot \text{signo}(V_1)
 \end{aligned} \tag{3.74}$$

Teniendo en cuenta 3.74 y 3.73, si aplicamos el equilibrio de la tensión en la bobina para resolver las ecuaciones 3.72, nos encontramos con que $\bar{i}_L = 0$. Esto significa que el promedio de la corriente que pasa por la bobina es igual a cero, pero la señal tiene en rizado. Considerando que la tensión aplicada a la bobina es contante en cada estado, la variación de la corriente es lineal respecto al tiempo según la siguiente relación:

$$L_k \frac{\Delta i_{Lk}}{\Delta t} = v_{Lk} \tag{3.75}$$

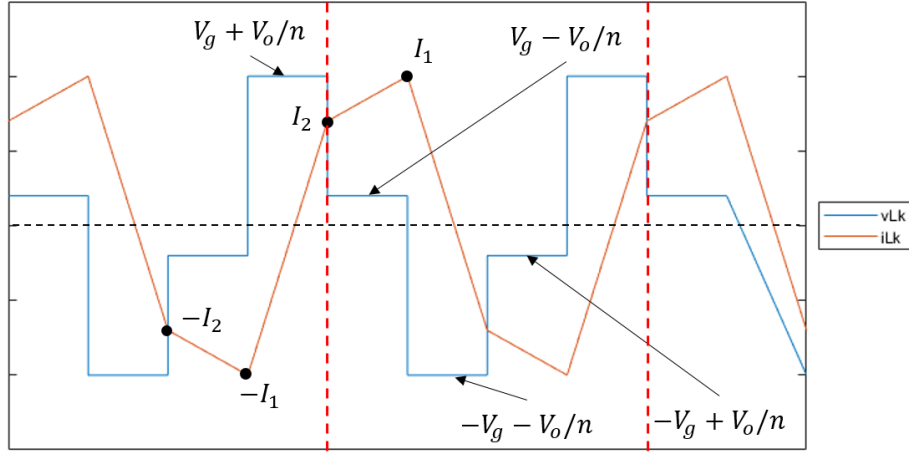


Fig. 3.17. Señales de control del DAB

Teniendo en cuenta que el valor de la corriente por la bobina es cero, podemos dibujar las señales i_{Lk} y v_{Lk} , las cuales se representan en la Figura 3.17. Fijándonos en dicha figura y aplicando la fórmula de la pendiente 3.75 extraemos las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} L_k(I_1 - I_2) &= (V_g - V_o/n)(1 - D)T \\ L_k(I_1 + I_2) &= (V_g + V_o/n)DT \end{aligned} \quad (3.76)$$

Resolviendo el sistema obtenemos las expresiones para los picos de la corriente que pasa por la bobina:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{T}{2L_k} \left(V_g - \frac{V_o}{n}(1 - 2D) \right) \\ I_2 &= \frac{T}{2L_k} \left(\frac{V_o}{n} - V_g(1 - 2D) \right) \end{aligned} \quad (3.77)$$

Si aplicamos la relación entre las corrientes del circuito 3.74, y hallamos su promedio, obtenemos las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} n \cdot I_o &= \frac{I_1 + I_2}{2}D + \frac{I_1 - I_2}{2}(1 - D) \\ I_g &= \frac{I_2 - I_1}{2}(1 - D) + \frac{I_1 + I_2}{2}D \end{aligned} \quad (3.78)$$

Resolviendo las expresiones obtenemos las señales promedio para la corriente en la entrada y la salida:

$$\begin{aligned} I_o &= V_g \frac{TD(1 - D)}{nL_k} \\ I_g &= V_o \frac{TD(1 - D)}{nL_k} \end{aligned} \quad (3.79)$$

Lo característico de este convertidor es que la corriente de la salida solo depende de la tensión de entrada, mientras que la corriente que consume la fuente depende de la tensión

en la salida. Al colocar una carga puramente resistiva, la tensión de salida nos quedaría de la siguiente manera en su valor promedio:

$$V_o = V_g \frac{TR}{nL_k} D(1 - D) \quad (3.80)$$

Se acaban de obtener las expresiones del punto de operación del convertidor; para obtener la función de transferencia es necesario partir de la siguiente expresión hallada mediante el análisis promediado en 3.79 y aplicar Taylor:

$$i_o = V_g \frac{Td(1 - d)}{nL_k} \Rightarrow \hat{i}_o = \frac{V_g T}{nL_k} (1 - 2D) \hat{d} \quad (3.81)$$

Añadiendo la relación entre la corriente de salida y la tensión de salida, en el dominio de Laplace y teniendo en cuenta el condensador, obtenemos:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} = \frac{1 + RCs}{R} \quad (3.82)$$

La función de transferencia entre la tensión de salida y el parámetro de control quedaría de la siguiente manera:

$$Gvd = \frac{1 + RCs}{R} \frac{V_g T}{nL_k} (1 - 2D) \quad (3.83)$$

Una vez obtenido el modelo mediante el modelo promediado de pequeña señal, se va a proceder a obtener el modelo promediado del convertidor. El primer paso es obtener las matrices que componen el espacio de estados. Como las señales no están promediadas, esta vez el condensador se tiene en cuenta en las ecuaciones diferenciales. El espacio de estados se define mediante las siguientes expresiones:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial x}{\partial t} &= A_c x(t) + B_c v(t) \\ y &= C_c x(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.84)$$

$$v(t) = V_g; \quad x(t) = \begin{bmatrix} i_{Lk}(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix}; \quad y(t) = v_o(t) \quad (3.85)$$

Las variables de estado son la corriente en la bobina i_{Lk} y la tensión del condensador v_C . Tomando el instante de muestreo en el flanco de subida de la señal de control de S6 y S7 y siguiendo el mismo orden de estados que se ha especificado en 3.2, obtenemos las ecuaciones diferenciales para cada estado.

Para el estado 1:

$$\left. \begin{aligned} L_{Lk} \frac{di_{Lk}}{dt} &= V_g - \frac{v_o}{n} \\ C \frac{dv_C}{dt} &= \frac{i_{Lk}}{n} - i_o \end{aligned} \right\} \quad (3.86)$$

Para el estado 2:

$$\left. \begin{aligned} L_{Lk} \frac{di_{Lk}}{dt} &= -V_g - \frac{v_o}{n} \\ C \frac{dv_C}{dt} &= \frac{i_{Lk}}{n} - i_o \end{aligned} \right\} \quad (3.87)$$

Para el estado 3:

$$\left. \begin{aligned} L_{Lk} \frac{di_{Lk}}{dt} &= -V_g + \frac{v_o}{n} \\ C \frac{dv_C}{dt} &= -\frac{i_{Lk}}{n} - i_o \end{aligned} \right\} \quad (3.88)$$

Para el estado 4:

$$\left. \begin{aligned} L_{Lk} \frac{di_{Lk}}{dt} &= V_g + \frac{v_o}{n} \\ C \frac{dv_C}{dt} &= -\frac{i_{Lk}}{n} - i_o \end{aligned} \right\} \quad (3.89)$$

Teniendo en cuenta que $v_o = i_o \cdot R_{load} = v_C$ extraemos las matrices del sistema:

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{nL_k} \\ \frac{1}{nC} & -\frac{1}{R_{load}C} \end{pmatrix} & A_2 &= \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{nL_k} \\ \frac{1}{nC} & -\frac{1}{R_{load}C} \end{pmatrix} \\ A_3 &= \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{nL_k} \\ -\frac{1}{nC} & -\frac{1}{R_{load}C} \end{pmatrix} & A_4 &= \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{nL_k} \\ -\frac{1}{nC} & -\frac{1}{R_{load}C} \end{pmatrix} \\ B_1 &= \begin{pmatrix} 1/L_k \\ 0 \end{pmatrix} & B_2 &= \begin{pmatrix} -1/L_k \\ 0 \end{pmatrix} & B_3 &= \begin{pmatrix} -1/L_k \\ 0 \end{pmatrix} & B_4 &= \begin{pmatrix} 1/L_k \\ 0 \end{pmatrix} \\ C &= (0 \quad 1) \end{aligned}$$

Podemos comprobar que $A_1 = A_2$, $A_3 = A_4$, $B_1 = A_4$ y $B_2 = B_3$.

Ahora es necesario hacer el análisis de la señal de control al igual que se ha hecho con los casos anteriores. Para ello, hay que extraer los valores de ϕ , γ y δ del sistema en discreto:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial x}{\partial t} &= \phi x(t) + \gamma u(t) \\ y &= \delta x(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.90)$$

La variable ϕ está relacionada con la propagación de la variable de estado a través de los estados del convertidor:

$$\phi = e^{A_4DT} e^{A_3(1-D)T} e^{A_2DT} e^{A_1(1-D)T} = e^{A_4T} e^{A_2T} \quad (3.91)$$

La variable γ corresponde a la propagación de los instantes donde se aplica la perturbación del control. En la Figura 3.16 se puede ver como al desplazar una señal sobre otra la perturbación ocurre en dos puntos: del estado 1 al 2 y del estado 3 al 4. La expresión

resultante sería la siguiente:

$$\begin{aligned}\gamma &= e^{A_4DT} \left((A_4 - A_3)X_{\downarrow 4} + (B_4 - B_3)V_g \right) \frac{T}{Nr} \\ &\quad + e^{A_4DT} e^{A_3(1-D)T} e^{A_2DT} \left((A_2 - A_1)X_{\downarrow 2} + (B_2 - B_1)V_g \right) \frac{T}{Nr} \\ &= \left(e^{A_4DT} + e^{A_4DT} e^{A_3(1-D)T} e^{A_2DT} \right) 2B_4V_g \frac{T}{Nr} \quad (3.92)\end{aligned}$$

La variable de estado en el punto de operación en los instantes de las perturbaciones se pueden extraer de las señales representadas en la Figura 3.17

$$X_{\downarrow 4} = \begin{pmatrix} -I_1 \\ V_o \end{pmatrix} \quad X_{\downarrow 2} = \begin{pmatrix} I_1 \\ V_o \end{pmatrix} \quad (3.93)$$

Por último, δ es igual a la matriz del observador, que es la misma en todos los estados:

$$\delta = C \quad (3.94)$$

Una vez que tenemos las expresiones, aplicamos la función de transferencia para el sistema 3.90:

$$W(s) = \frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}} = \delta(zI - \phi)^{-1} \gamma \quad (3.95)$$

De esta forma ya tenemos el modelo discreto para el convertidor Dual Active Bridge.

4. OBTENCIÓN Y VALIDACIÓN DE LOS MODELOS

Una vez que tenemos las formulaciones matemáticas que describen los modelos del comportamiento dinámico de los convertidores electrónicos de potencia que se han elegido como motivo de estudio, podemos empezar a trabajar con ellas. En este capítulo se les va a dar un uso a los modelos obtenidos proporcionando una manera rápida y cómoda a nivel computacional de realizar los cálculos. De esta forma, se puede obtener la función de transferencia de un convertidor dados sus parámetros. Además, se van a elegir algunos ejemplos numéricos de convertidores para validar la fiabilidad de los modelos contrastándolos con una herramienta de simulación de circuitos.

4.1. Obtención de modelos con MATLAB

Para un convertidor dado, la función de transferencia que define su comportamiento dinámico, necesaria para su control, viene dado por las expresiones 2.9 para el modelo promediado y 2.18 para el modelo discreto. Para realizar dichos cálculos es necesario saber las matrices que definen el espacio de estados 2.4, que dependen de cada convertidor. Las matrices del espacio de estados de los convertidores de potencia elegidos para este estudio se encuentran en el capítulo 3. Al final de la sección, para cada convertidor, podemos hallar dichas matrices. Las dimensiones de las matrices dependen del convertidor; por ejemplo, para el caso del convertidor reductor con filtro de entrada, las variables de estado son cinco, mientras que para el reductor sin filtro de entrada tenemos tres variables de estado.

Al trabajar con matrices exponenciales, en general, los cálculos pueden llegar a ser muy laboriosos de realizar cuando se trata de operar entre ellas, hacer la inversa, etc. Además estamos trabajando con matrices de gran tamaño, lo cual supone que la complejidad de los cálculos aumente de forma exponencial. La alta susceptibilidad de cometer un error en algún cálculo hace que sea una tarea imposible de realizar de forma manual. Es por ello que tenemos que recurrir a alguna herramienta de cómputo numérico que nos permita hacer estas operaciones de forma rápida y sencilla.

En el mercado existen diversas herramientas que cumplen esta función así como SCI-LAB, Maxima y Labview entre otras. En este trabajo se ha decidido usar MATLAB por diversas razones. MATLAB es un sistema algebraico computacional que ofrece un entorno de desarrollo integrado con un lenguaje de programación propio. Las herramientas que ofrece son muy potentes a nivel de cálculo computacional debido a la variedad de algoritmos que nos permite usar para resolver estas operaciones. Proporciona un entorno intuitivo y amigable con el usuario además de fácil de aprender y de utilizar. MATLAB es un software propietario de MathWorks, lo cual implica un coste para su uso. Sin embargo, debido a su utilidad es muy usado en universidades y entornos de investigación. La

Universidad Carlos III de Madrid ofrece el acceso para el personal y el alumnado a gran parte de las herramientas que proporciona MATLAB. Dicha licencia es la que se ha usado para obtener los resultados que se muestran en este trabajo.

MATLAB es un programa disponible para las plataformas que tienen más uso hoy en día en el mercado: Unix, Windows, MacOSX y GNU/Linux. Además, una de las características que hacen de MATLAB un programa apropiado para esta tarea, es la posibilidad que ofrece de compilar el código en un ejecutable que se puede ejecutar desde cualquier ordenador sin la necesidad de que tenga MATLAB instalado. Esto hace que sea compatible exportar nuestro trabajo a cualquier otro sistema que queramos utilizar posteriormente.

En el DTE-UC3M es muy común el uso de MATLAB para trabajar con los sistemas electrónicos; es por ello, que el uso de este mismo programa facilite el uso que se le quiera dar a los resultados de este trabajo. Como se ha mencionado anteriormente, este trabajo se centra en el estudio de la dinámica de los convertidores para proporcionar los modelos de éstos que después se quieren controlar. Después de la obtención del modelo es necesario realizar otras operaciones propias del control de los convertidores, para las cuales se puede seguir usando las herramientas que proporciona MATLAB. Entre otras, MATLAB ofrece algunas herramientas complementarias especializadas en el análisis y simulación de circuitos electrónicos y bloques de control; las cuales son de gran utilidad para el campo que se está tratando.

Otra razón por la que usa MATLAB en este trabajo, son las herramientas de representación gráfica que nos ofrece. Permite ver nuestros resultados de una forma gráfica y ofrece opciones para personalizar los parámetros de visualización. Los resultados gráficos que se muestran a continuación se han obtenido desde el entorno de MATLAB.

El objetivo de este trabajo es la obtención y validación del modelo discreto. Sin embargo, también se obtiene paralelamente el modelo promediado de los convertidores estudiados para poder contrastar los resultados entre los dos métodos. En la Figura 4.1 se muestra el flujograma de la función de extracción de modelos que hay que implementar en MATLAB.

Una vez conocidos las ecuaciones que definen un modelo de con convertidor real, es necesario resolver estas expresiones para obtener la función de transferencia que define el sistema dados los parámetros específicos del convertidor que se quiere controlar. En el anexo B se encuentran los códigos que nos permiten extraer de manera rápida y sencilla dichos modelos para cualquier caso así como los códigos que simulan algunos ejemplos de convertidores que se analizarán en la sección más adelante.

La primera operación que hay que realizar es un programa que, a partir de los parámetros y el tipo del convertidor, nos proporcione un modelo del convertidor. Esta operación la realiza la función “extract_models” que se encuentra en los primeros códigos del anexo B. Dicha función sigue el esquema del flujograma descrito en la Figura 4.1. Esta función de MATLAB recoge los parámetros mínimos para determinar el modelo del convertidor: la tensión de entrada V_g , los parámetros de la carga R_{load} , I_{load} y V_{load} , el ciclo de trabajo

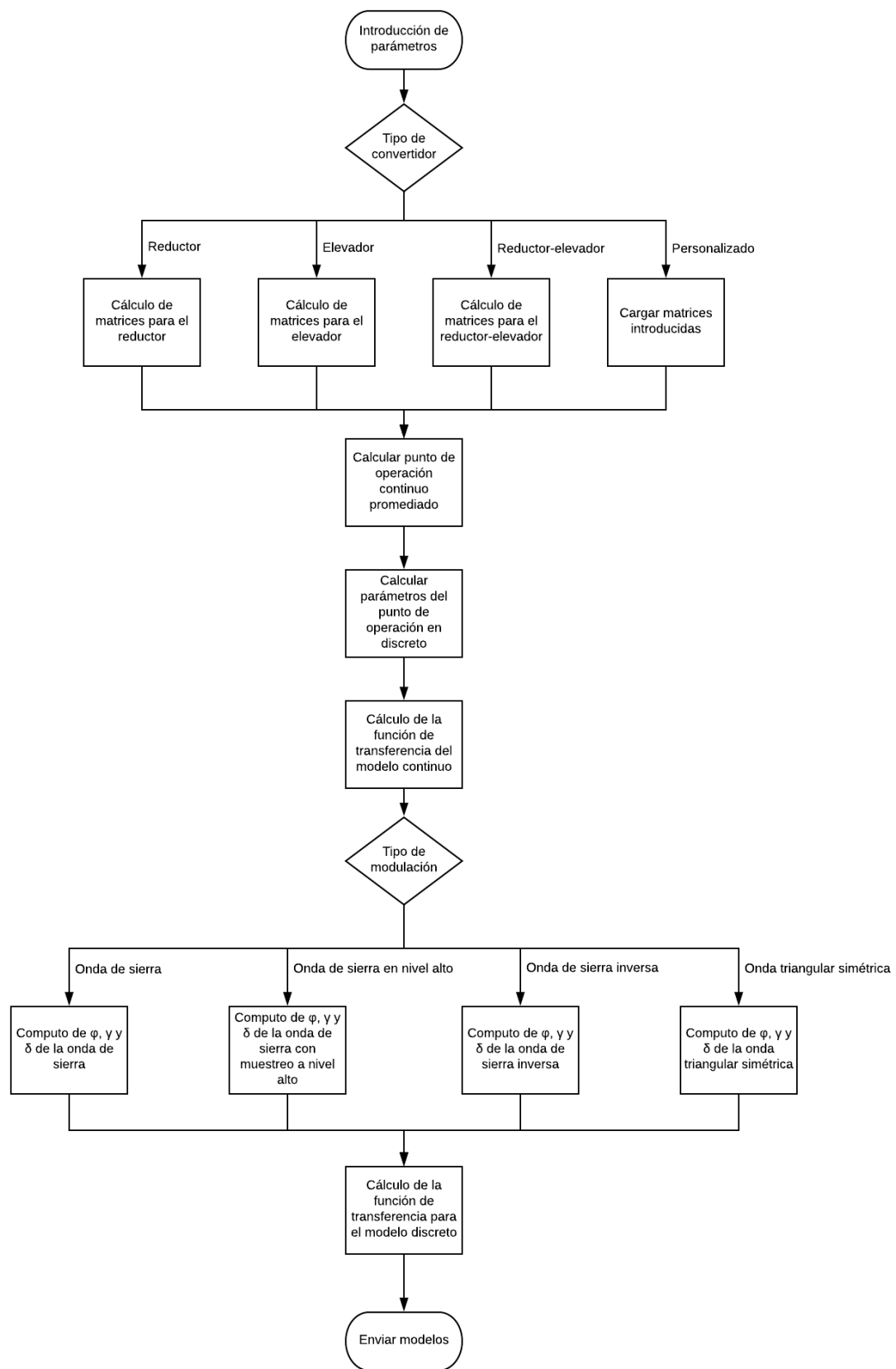


Fig. 4.1. Flujoograma del código de extracción de modelos

del punto de operación D , el tiempo de retraso del punto de muestreo t_d según se ha definido en el capítulo 2 de este documento, el periodo de conmutación T_d (igual a la inversa de la frecuencia de conmutación f_s), el tipo de convertidor de los estudiados en el capítulo 3 de este documento, el tipo de modulación según la señal portadora que se esté usando (onda de sierra, onda de sierra inversa o triangular), la ganancia de la señal PWM y los parámetros de los elementos del circuito: la inductancia de la bobina L , la capacidad del condensador C y sus respectivas resistencias parásitas r_C y r_L ; recogidas en la estructura "params" del código.

En esta función se contemplan los tres tipos de convertidores CC-CC básicos (reductor, elevador y reductor-elevador), cuyas matrices se calculan según las expresiones obtenidas en el análisis. Dichos casos se recogen en el código bajo los nombres "buck" para el convertidor reductor, "boost" para el elevador y "buckboost" para el reductor-elevador; que corresponden a sus nombres en inglés. Se reserva el caso llamado "custom" para cualquier otro caso que no sea uno de los tres anteriores, para el cual habrá que introducir los valores de las matrices calculados previamente dentro la estructura "params" (por ejemplo: "params.A0"). Este código sirve para cualquier matriz siempre y cuando se usen las variables de entrada v de la forma que se indica en 3.38 (las variables de estado $x(t)$ y de salida $y(t)$ quedan definidas por la matriz).

La función también hace diferencia entre los tipos de modulación utilizada para calcular el modelo discreto. Las variables ϕ , δ y γ dependen de esta modulación, por lo que MATLAB aplica las expresiones correspondientes al caso que se introduzca. Las expresiones para estas variables se pueden encontrar en el análisis del capítulo 3. El caso de la onda de sierra con muestreo a nivel alto es un caso especial para la prueba experimental que se explica al final de este capítulo, donde se pueden encontrar las expresiones para este caso. En la función de extraer modelos no se contempla otro tipo de modulación, por lo que para el caso del DAB no se llamará a esta función, introduciendo las expresiones para estos parámetros directamente en la función que representa el modelo, la cual se puede encontrar en los códigos del Anexo B.

La salida que nos proporciona la función son las funciones de transferencia correspondientes al modelo promediado continuo y al modelo discreto según las expresiones analizadas en el capítulo 2 de este documento. La dimensión de las funciones de transferencia de salida depende de las variables que se quieran observar, las cuales son están especificadas por $y(t)$ según el análisis. En este caso se han usado la tensión de salida v_o y la tensión en la bobina i_L tal y como se puede ver en el análisis realizado. Las variables escogidas en este análisis son las más comunes sobre las que se realiza el control de los convertidores electrónicos de potencia. Para los convertidores básicos, tenemos la función de transferencia de la tensión de salida sobre la entrada de control de la moduladora en el primer elemento del vector, y la función de transferencia de la corriente por la bobina sobre la entrada de control de la moduladora en el segundo. Para el caso personalizado dependerá de las matrices que introduzcamos en la función, de forma que el código se adapta a cada caso.

4.2. Validación de los modelos

Además de conseguir obtener los modelos para varios tipos de convertidores mediante el modelado discreto, otro de los objetivos principales de este trabajo es el de validar dicha metodología de modelado, comparando los resultados que dan los modelos con otros obtenidos de forma independiente del modelo. La metodología utilizada hasta ahora para identificar el sistema se engloba dentro de los métodos paramétricos. Para realizar dicho contraste es necesario usar otro método mediante el cual obtengamos la respuesta en frecuencia de los circuitos modelados. Por esta razón, vamos a utilizar métodos no paramétricos para contrastar los resultados. El método que se ha elegido para realizar esta validación es simular los circuitos de los convertidores de potencia con un programa diferente al usado para calcular los modelos. De esta forma, nos aseguramos que los resultados obtenidos son totalmente independientes del programa utilizado y por lo tanto representan de forma más fiable el comportamiento de los sistemas reales.

En los métodos no paramétricos se realiza un análisis de las señales de entrada y salida del sistema. En este caso, las señales de los convertidores se simulan con el fin de obtener su respuesta en frecuencia. Los resultados de estas simulaciones se compararán con el modelado discreto y el modelado promediado para comprobar cual de los dos modelos se ajusta más a los resultados de las simulaciones. De esta manera se pretende verificar si realmente el modelado discreto consigue mejores resultados que el promediado en la respuesta en frecuencia de los convertidores.

El programa que se ha usado para hacer las simulaciones es PSIM. Se trata un software destinado al diseño y simulación de circuitos electrónicos. El hecho de que esté pensado para su uso en electrónica de potencia lo convierte en el programa idóneo para esta tarea. El programa proporciona herramientas muy útiles mediante las cuales se puede construir los diseños de los circuitos que se han estudiado en este trabajo. En la Figura 4.2, se muestra una captura del entorno gráfico de MATLAB con el esquema de un convertidor reductor. Además permite simular y monitorizar las señales del circuito en funcionamiento, permitiendo el control de ciertos parámetros de la simulación que nos facilitan la tarea.

Sin embargo, simular un circuito puede conllevar una gran carga computacional, haciendo que se alargue el tiempo que se tarda en procesar la simulación. Es por ello que es necesario ajustar los parámetros de la simulación a las necesidades de cada caso.

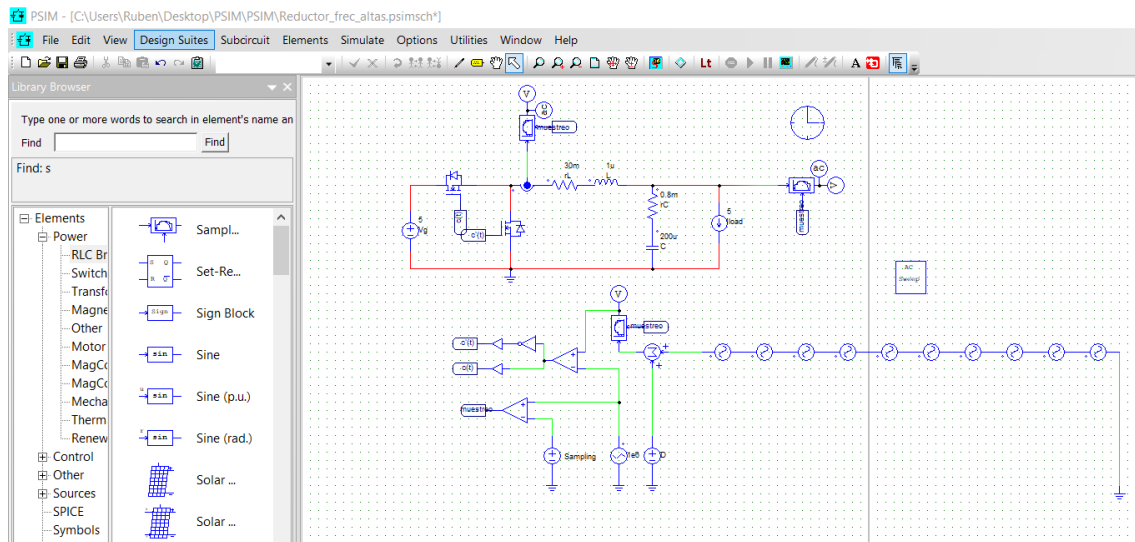


Fig. 4.2. Captura del entorno gráfico de PSIM

Las simulaciones se muestran en un visualizador de señales llamado Simview, el cual se muestra en la Figura 4.3. Las señales que se desean monitorizar se conectan a una probeta para que se muestren en dicho visualizador. En Simview se muestran las señales indicadas en función del tiempo. Aunque se pueden configurar los parámetros de visualización, Simview muestra en una primera instancia los datos con un auto-ajuste inicial. Las señales que se simulan están realizadas en un tiempo discreto, cuyo paso de simulación se puede elegir. Dicho paso de simulación es uno de los factores que más influyen en el tiempo de simulación y por lo tanto se debe ajustar a las necesidades del circuito y de lo que se quiera conseguir. Los datos de las señales que se simulan se pueden guardar en un documento aparte (.txt, .csv, etc.) para poderlas procesar con otro programa. En este trabajo se va a usar esta característica, simulando las señales del circuito necesarias para el análisis y se van a guardar en un documento aparte para después procesarlas con MATLAB.

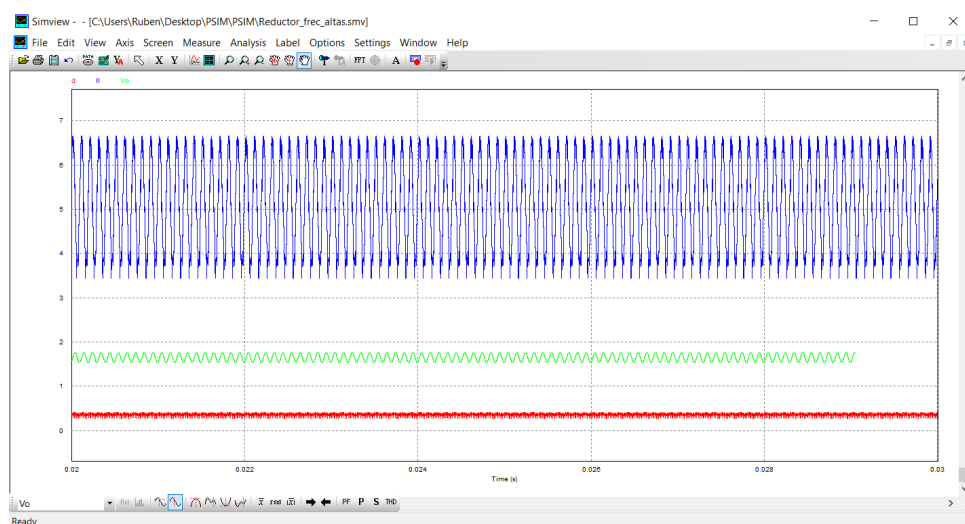


Fig. 4.3. Captura del visualizador de señales Simview

PSIM está desarrollado y es propiedad de Powersim, siendo un software propietario. Para utilizarlo es necesario pagar la licencia, por lo que supone un coste de uso. En el Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia (GSEP-UC3M) disponen de la licencia del producto, por lo que ha sido posible hacer uso del programa para hacer las simulaciones para este trabajo.

4.2.1. Metodología de la Simulaciones con PSIM

El primer paso para obtener las simulaciones es trazar el diseño del convertidor en el editor gráfico de PSIM con los elementos que ofrece, los cuales representan los componentes electrónicos reales. A cada componente se le debe asignar los mismos valores que se usan en el modelo del ejemplo. Afortunadamente, PSIM dispone de todos los elementos que son necesarios para simular los circuitos de los convertidores que se necesitan.

En la Figura 4.4 se muestra el ejemplo de simulación del convertidor reductor realizado con PSIM, identificando los bloques principales del entorno gráfico. A continuación, se van a explicar los diferentes bloques que intervienen en la simulación indicados en la captura.

Una vez que tenemos el esquemático del circuito con todos elementos necesarios, hay que seleccionar las señales que se desean monitorizar. En los métodos no paramétricos, el sistema, en este caso el convertidor, se comporta como un bloque desconocido que se desea estudiar. Para obtener la respuesta en frecuencia de un sistema es necesario analizar la señal de salida respecto a la entrada de control cuando se introduce una perturbación. Hay diversos métodos de realizar estas medidas; en este trabajo se ha elegido el método que se describe a continuación.

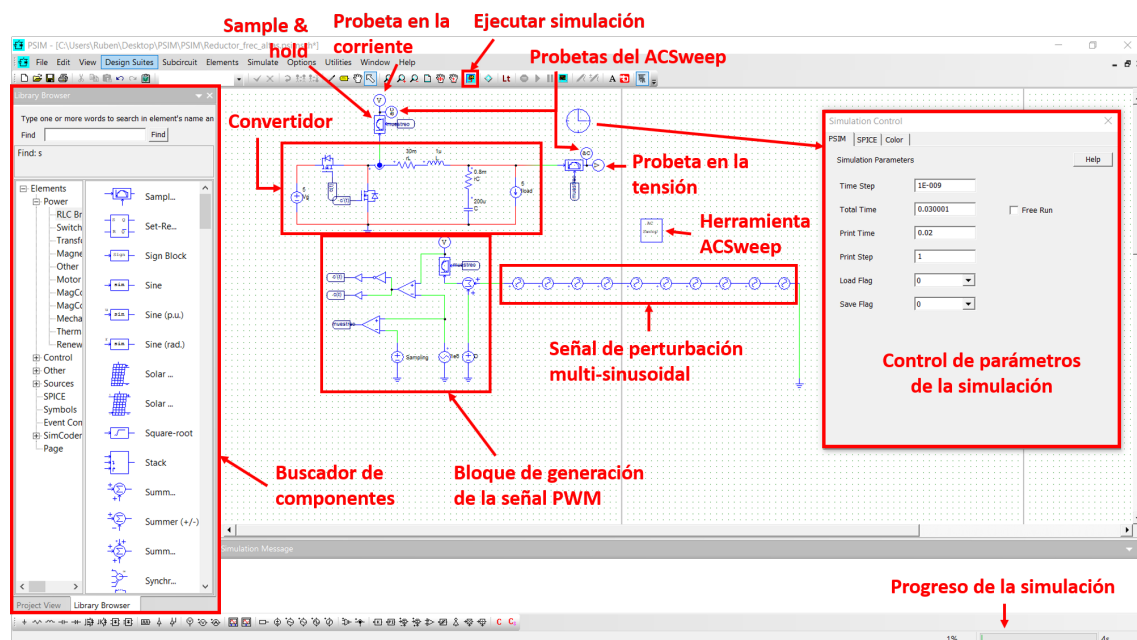


Fig. 4.4. Entorno gráfico de PSIM con los elementos principales de la simulación

El convertidor conmutado se puede describir en pequeña señal como un sistema lineal, es decir, con una ganancia y un desfase para cada frecuencia; para determinar la respuesta en frecuencia del sistema se eligen unas frecuencias que es donde se van a realizar las medidas. Se introducen unas ondas sinusoidales a esas frecuencias en la señal de entrada con una amplitud lo suficientemente pequeña para que el sistema no se aleje demasiado del punto de operación. A su vez, se extrae el espectro de frecuencias de la señal de salida y se mide la magnitud y la fase de las frecuencias que se han introducido en la señal de perturbación. De esta manera, se extrae la ganancia y el desfase que provoca el sistema a esas frecuencias sobre la señal de salida.

Estas medidas se pueden tomar haciendo un barrido frecuencia a frecuencia, haciendo una simulación por cada frecuencia en la que queramos tomar una muestra. Sin embargo, este proceso puede llegar a resultar muy lento por la cantidad de veces que tenemos que simular el circuito. Además, a frecuencias bajas necesitamos más tiempo de simulación puesto que necesitamos varios ciclos de la frecuencia a la cual queremos medir.

Existe otra forma más eficiente y rápida de obtener la respuesta en frecuencia, ésta es introduciendo una señal multi-sinusoidal en la perturbación. Esto es, introducir un señal que sea igual a la suma de varias señales sinusoidales a las diferentes frecuencias que se quieran muestrear. Para realizar este método hay que tener en cuenta que la amplitud máxima de la señal de perturbación resultante no sea demasiado elevada para no salirnos del punto de operación. Esto se puede controlar de dos formas: la primera es reduciendo la amplitud inicial de cada una de las sinusoides, y la otra es desfasando inicialmente algunas de las frecuencias para conseguir reducir el pico máximo de la señal. Hay que tener en cuenta que el sistema filtra las frecuencias altas, por lo que puede interesarnos introducir mayor amplitud a estas frecuencias para facilitar su lectura en la salida.

En este trabajo se estudian los modelos de los convertidores destinados al control digital; por esta razón, a la hora de hacer la identificación del sistema hay que tener esto en cuenta. La forma en la que el controlador digital está conectado al sistema se ilustra en la Figura 4.5. La identificación del sistema se debe hacer de la misma manera en la que el controlador lee y procesa las señales. En el caso de los convertidores que se han estudiado, tanto las señales de entrada como la señal de control de salida son señales discretas en el tiempo. Recordemos que el muestreo se hace a la misma frecuencia de conmutación del convertidor.

En el esquemático del circuito de PSIM, la forma en la que se ha hecho el muestreo de las señales es con un bloque “Sample & hold”. Este bloque recoge el valor de la señal en un momento determinado y mantiene su valor durante todo el periodo de muestreo. El momento de muestreo se puede elegir y depende de cada caso. Tanto las señales del convertidor que se quieren medir como la señal de control que representa la salida del controlador deben ser muestreadas en el mismo instante. La señal de control $u(k)$ que introducimos en el sistema es la señal muestreada, y no la señal multi-sinusoidal en continuo, puesto que así representa el funcionamiento del controlador real.

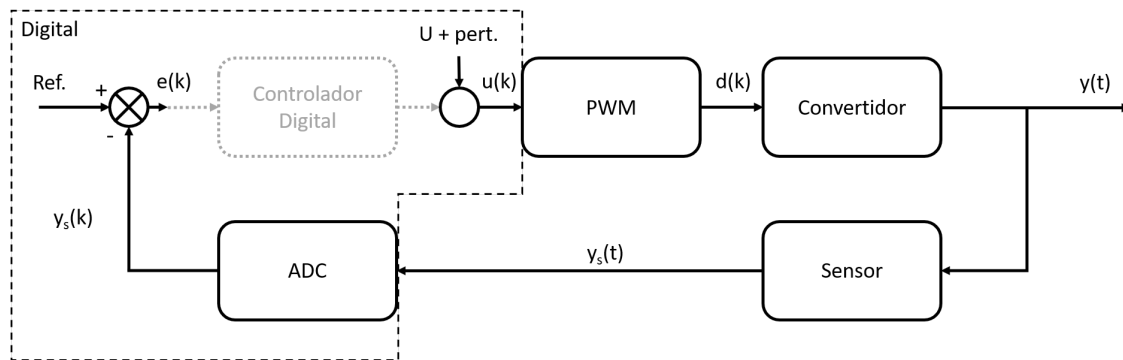


Fig. 4.5. Diagrama de bloques para la identificación del sistema

La simulación de un circuito es una forma de poder comprobar el funcionamiento de éste sin la necesidad de usar los componentes reales. Sin embargo, una simulación sigue siendo una aproximación del sistema real. En PSIM podemos elegir el paso mínimo entre dos instantes inmediatos de la simulación. A menor sea este paso, mayor es la precisión de cómo se comporta el sistema real, pero también supone una mayor cantidad de cálculos y por lo tanto mayor tiempo de simulación. Para el caso de los convertidores a simular se ha elegido un paso de simulación 1000 veces menor que el periodo de muestreo. De esta manera nos aseguramos de que las señales del circuito simulado son fiables.

La forma que se ha usado para introducir una señal multi-sinusoidal en la entrada es sumando a la señal de control varias señales sinusoidales a frecuencias diferentes y con una amplitud de 0.01 en cada una de ellas. El número de señales sinusoidales que se introducen no debe ser muy elevado, por eso en este caso se ha elegido introducir 10 como máximo por cada simulación. A dicha señal se le aplica un “sample & hold” y se introduce en el circuito de generación de la señal PWM.

PSIM dispone de una herramienta llamada “ACSwEEP” que nos permite hacer un barrido para obtener la respuesta en frecuencia del circuito en las señales en las que se le indique. En la Figura 4.6 se puede ver un ejemplo de la salida que nos proporciona dicha herramienta tras un barrido programado para el convertidor reductor. Por cada vez que muestreemos, debido a que estamos manteniendo la señal durante un ciclo del periodo y teniendo en cuenta el paso de simulación escogido, obtenemos 1000 muestras del mismo valor de la señal. Esto provoca que el espectro de la señal se pueda ver afectado por este “sample & hold”, haciendo que los resultados que ofrece esta herramienta puedan no corresponderse con la dinámica del sistema. Es por esto, que se ha elegido procesar la señal directamente con MATLAB para obtener las medidas de la respuesta en frecuencia, en lugar de utilizar directamente la herramienta “ACSwEEP” de PSIM. Aún así, también se ha hecho el análisis con el “ACSwEEP” posteriormente para comprobar si realmente obtenemos resultados muy diferentes.

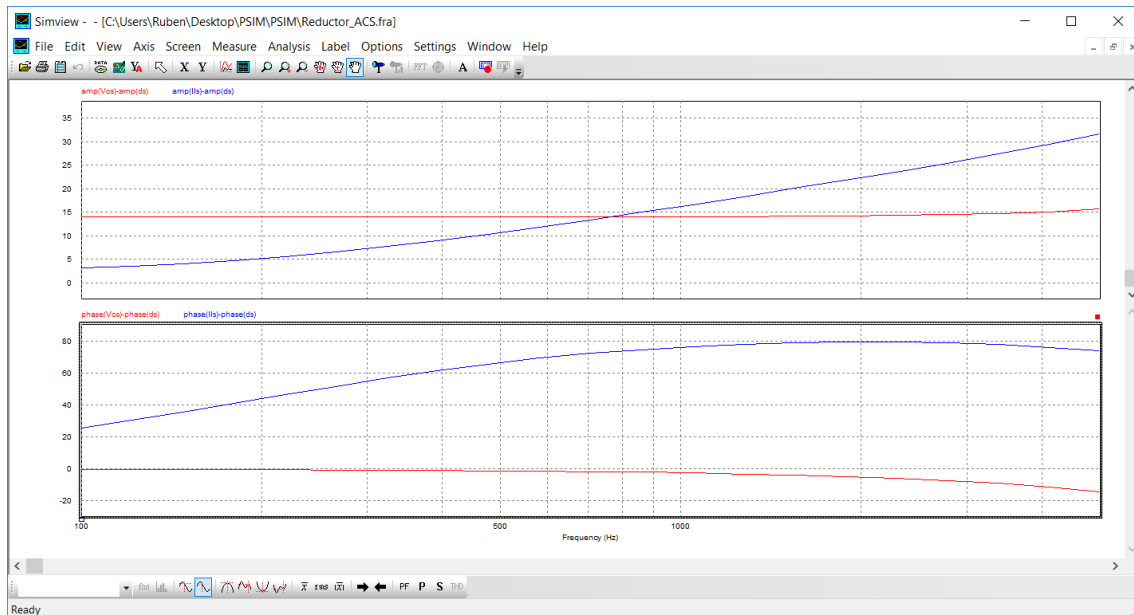


Fig. 4.6. Resultados de un barrido con la herramienta ACSweep de PSIM

Para procesar la señal, primero es necesario guardar la señal simulada en un fichero aparte; en este caso se ha elegido un fichero .csv para leerlo posteriormente con MATLAB. En este documento se guardan todos los puntos simulados de las señales elegidas, las cuales son: la tensión de salida $v_o(k)$, la corriente en la bobina $i_L(k)$ y la señal de control moduladora $u(k)$. A continuación se realiza una FFT (“Fast Fourier Transform”) o transformada rápida de Fourier a las señales simuladas. La FFT es un algoritmo que se aplica a señales discretas y nos permite obtener su transformada de Fourier, la cual representa las magnitudes y las fases de su espectro de frecuencia. MATLAB nos proporciona esta herramienta, por lo que simplemente tenemos que aplicarlas a las señales de entrada y salida y, tras unos ajustes de los límites del espectro de frecuencia, obtenemos el espectro de cada señal con su magnitud y fase. Haciendo la comparación entre la señal de salida con la de entrada conseguimos la respuesta en frecuencia del sistema, con la ganancia y la fase.

Una vez que tenemos los puntos de las frecuencias a las cuales se ha muestreado, se incluyen en las gráficas de los modelos teóricos para compararlas. Como se ha mencionado anteriormente, también se incluyen los datos procesados con la herramienta “ACSweep” de PSIM, la cual nos proporciona directamente los datos de la ganancia y el desfase entre las señales seleccionadas. La relación de la función de transferencia es siempre entre una señal de salida del sistema con respecto a la entrada de control de la moduladora.

A continuación, se va a presentar un resumen de los pasos a seguir en la metodología de validación del modelo teórico mediante el procesamiento de las señales:

1. Recreamos el diseño del convertidor en el entorno de simulación con todos los elementos que intervienen, ajustando los parámetros en el punto de operación.
2. Muestreamos las señales de salida y de control del sistema, eligiendo la frecuencia y el instante de muestreo con los que se pretende realizar el control.
3. Añadimos una señal de perturbación multi-sinusoidal a la señal de control con las frecuencias en las que se quiere conocer la respuesta del sistema.
4. Simulamos el circuito y extraemos los valores de las señales muestreadas en el tiempo.
5. Obtenemos el espectro de frecuencias de las señales simuladas y extraemos los valores de la magnitud y la fase a las frecuencias que se habían introducido en la señal multi-sinusoidal.
6. Comparamos los espectros de las señales de salida con el de la señal de control para extraer la respuesta del sistema a las frecuencias seleccionadas.
7. Comparamos los resultados obtenidos con el modelo teórico que queramos validar para comprobar si se ajusta en los puntos elegidos del espectro de frecuencias.

4.3. Ejemplos Numéricos

Para empezar a realizar el análisis, se ha decidido empezar recreando ejemplos que se muestran en el libro [1]. En los ejemplos que se muestran a continuación se usan los convertidores con los mismos valores numéricos para sus parámetros que en la referencia. Además, se ha extendido el análisis a otros puntos de operación y se han monitorizado otras señales de salida.

También se van a usar los mismos valores que en el convertidor reductor con filtro de entrada que usa Erickson en [10, cap.10]. En este convertidor es necesario aplicar otros ajustes según el modelo que se ha analizado en el capítulo 3 de este documento.

Se han visto dos tipos de modelos: el modelo promediado continuo y el modelo discreto. Cuando se usa el modelo promediado continuo en el control digital se suele ajustar el modelo con un retraso igual al que produce el controlador t_d . Esto se consigue multiplicando función de transferencia en continuo por $e^{-s \cdot t_d}$. A continuación, se representan las respuestas en frecuencia según el modelo promediado (con y sin ajustar) y según el modelo discreto de diferentes ejemplos. Además, también se representan los resultados de las simulaciones realizados para estos mismos ejemplos.

4.3.1. Ejemplo Reductor

En este ejemplo se han tomado los mismos parámetros que se usan en el ejemplo del convertidor reductor utilizado en [1]; dichos parámetros se muestran en la tabla 4.1. El propósito de tomar los mismos datos es el de poder contrastar los resultados con los datos de las simulaciones obtenidas con PSIM y comprobar cuál de los modelos se aproxima más a la dinámica del sistema real.

TABLA 4.1. PARÁMETROS DEL EJEMPLO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR

| Parámetro | Valor |
|---------------|-----------------------|
| V_g | 5V |
| V_o | 1,8V |
| L | 1 μ H |
| C | 200 μ F |
| r_L | 30m Ω |
| r_C | 0,8m Ω |
| D | 0,36 |
| R_{load} | <i>Infinito</i> |
| I_{load} | 5A |
| V_{load} | 0V |
| $f_s = 1/T_s$ | 1MHz |
| t_d | 400ns + $D \cdot T_s$ |
| N_r | 1 |
| Modulación | Onda de sierra |

En este ejemplo, la carga se ha modelado como una fuente de corriente conectada a la tensión de salida que absorbe potencia. Esto implica que la corriente en la salida es constante y no depende de la tensión de entrada. Esto es equivalente a eliminar la rama de la resistencia de la carga dejándola en circuito abierto para que no circule corriente. La forma de indicar esto en MATLAB es asignándole un número muy grande a la resistencia, en este caso, 1/0 cumplirá esa función.

La frecuencia de conmutación es 1MHz, por lo que es necesario filtrar a una frecuencia al menos 10 veces menor para atenuar los armónicos en la salida. Es por esta razón, que la inductancia en la bobina y la capacidad del condensador son tales que la frecuencia de corte del filtro es:

$$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \approx 11,2kHz << 1MHz \quad (4.1)$$

En la Figura 4.7 se muestra el circuito que se ha usado para simular el ejemplo del convertidor reductor en PSIM. Las señales a monitorizar se encuentran conectadas a sondas a la salida del muestreador. Las fuentes de tensión de alterna conectadas en serie, que su-

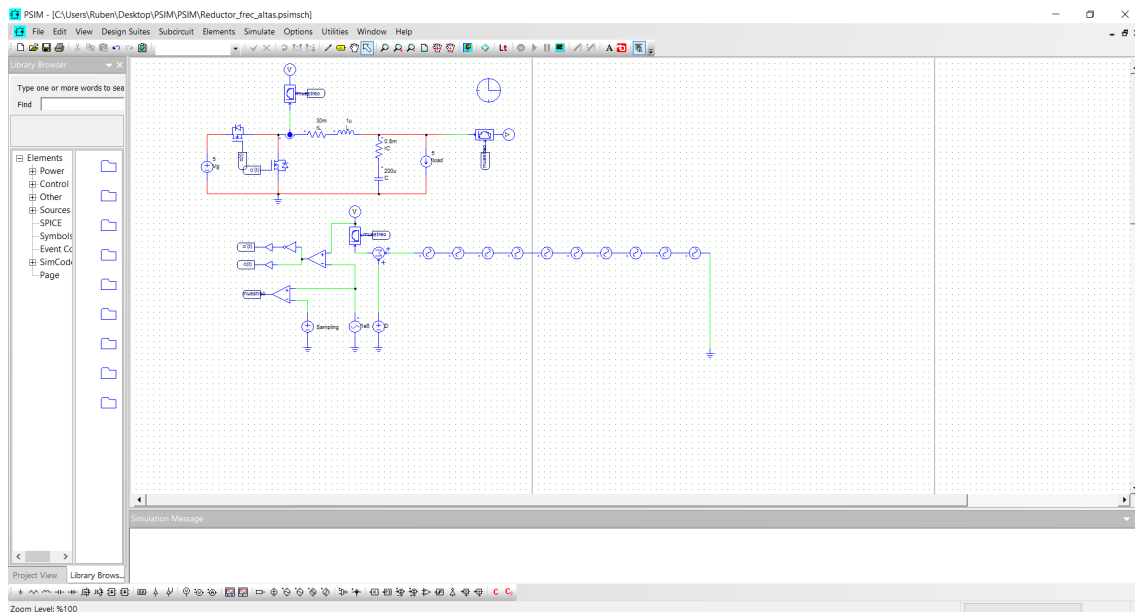


Fig. 4.7. Circuito del ejemplo del convertidor reductor realizado en PSIM

man a la tensión que especifica el ciclo de trabajo D , componen la señal multi-sinusoidal de la perturbación. Se han realizado diversas simulaciones cada una con una combinación de frecuencias diferentes en la señal multi-sinusoidal para obtener muestras en diferentes puntos. Se ha intentado coger muestras en puntos estratégicos para que se pueda ver si realmente el circuito simulado se comporta de acuerdo al modelo teórico. Las señales se guardan en un fichero .csv y se procesan mediante MATLAB. El instante en el que se muestrea es 400ns antes del flanco de subida; la forma de realizar esto es sincronizando la señal que dispara el “Sample and hold” con la señal portadora, ajustando el disparo en el momento que se indica en las especificaciones.

En el anexo B se puede encontrar el código de lectura de los datos de las simulaciones para este ejemplo. En el código de MATLAB también se introducen los parámetros del convertidor en los modelos teóricos con el fin de sacar la función de transferencia del convertidor.

En la Figura 4.8 se muestra la respuesta en frecuencia de la tensión de salida v_o de los modelos teóricos, junto con los resultados de las simulaciones realizadas con PSIM. Como se puede observar, los modelos teóricos difieren en las altas frecuencias; el modelo discreto es capaz de predecir un mayor desfase y algo más de atenuación a frecuencias cercanas a la frecuencia de Nyquist. Las simulaciones hechas con PSIM se ajustan al modelo discreto en todo momento, lo que hace que podamos validar el modelo frente al modelo promediado. Incluso, se puede ver que el modelo promediado ajustado no se termina de ajustar del todo a la respuesta obtenida en la simulación a altas frecuencias. Esto ocurre porque, el modelo promediado ajustado, solo es capaz de ajustar el desfase pero no la diferencia en magnitud. La pequeña diferencia resultante indica que el modelo discreto es capaz de predecir incluso el aliasing que se produce, debido a que tiene en cuenta el valor de la señal en el instante en el que se muestrea, algo que el modelo promediado no

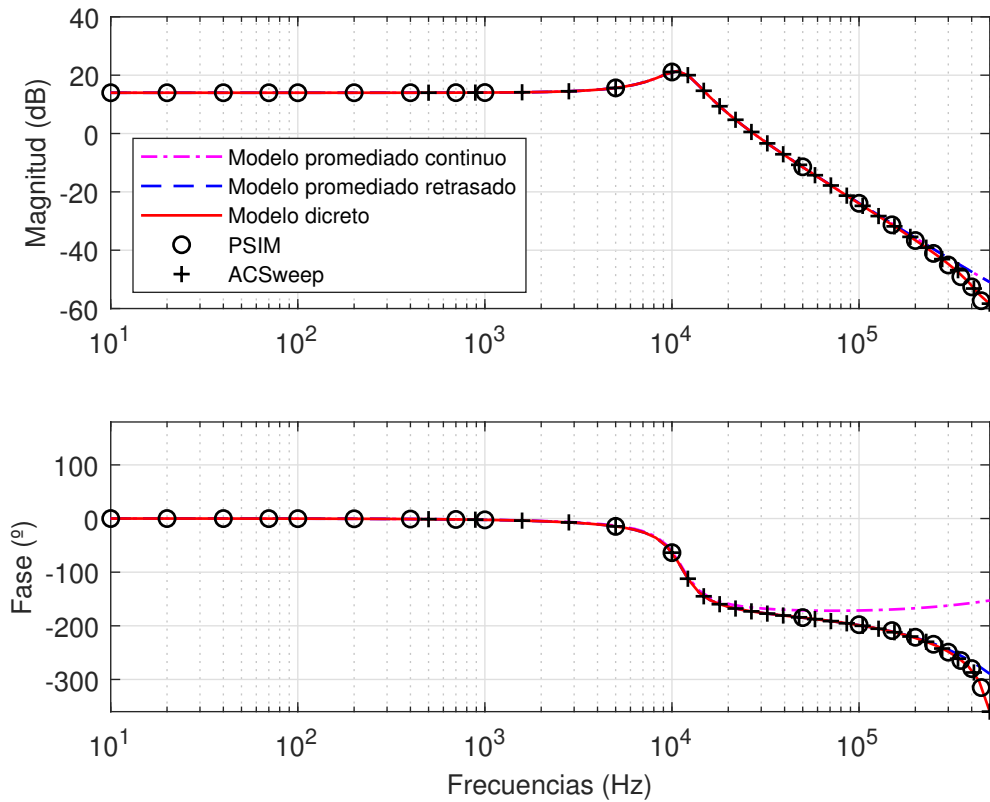


Fig. 4.8. Respuesta en frecuencia de v_o del ejemplo del convertidor reductor

consigue.

También podemos observar en la gráfica como las muestras del ACSweep también se ajustan exactamente al modelo discreto, haciendo que sea una herramienta válida para este caso. Sin embargo, el tiempo de simulación que lleva el ACSweep es mucho mayor que el análisis de las señales con la señal multi-sinusoidal; a veces puede llegar a ser más de cinco veces mayor dependiendo del número de muestras que se quieran tomar.

En la Figura 4.9 se muestran los modelos teóricos junto con las simulaciones hechas con PSIM para la respuesta en frecuencia en la corriente de la bobina. En este caso, no solo existe una diferencia en los modelos a altas frecuencias, sino que el modelo promediado se queda lejos de predecir el comportamiento real del convertidor a bajas frecuencias. A través de las muestras tomadas en la simulación, podemos comprobar que dichas diferencias ocurren a bajas frecuencias. Mientras que el modelo discreto es capaz de predecir el comportamiento en la fase y en la magnitud con bastante exactitud en todo el espectro. En este caso, con el ACSweep, también tenemos resultados muy parecidos a los teóricos. Los resultados que se obtienen con la señal multi-sinusoidal son totalmente consistentes con el modelo discreto, coincidiendo en todos los valores del rango de frecuencias. Además, esta señal nos ha permitido tomar más muestras a bajas frecuencias. Con el ACSweep no han sido posible tomar muestras a muy bajas frecuencias debido a que el tiempo de simulación que se requería para procesar la señal era excesivamente largo.

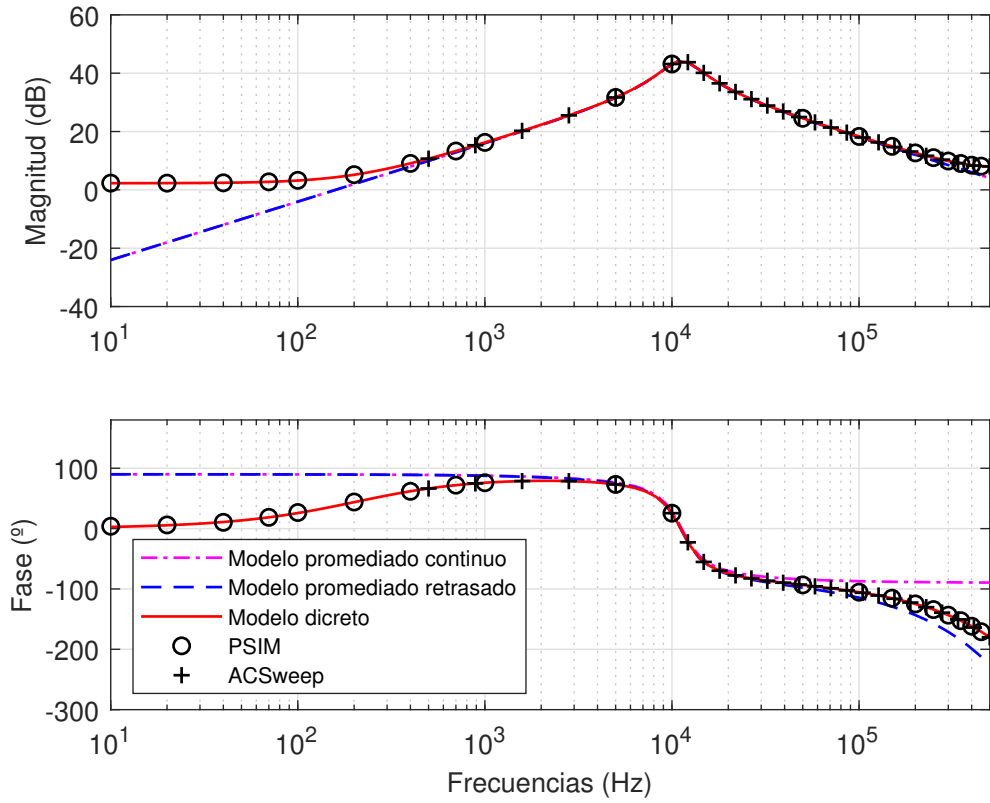


Fig. 4.9. Respuesta en frecuencia de i_L del ejemplo del convertidor reductor

Usando el modelo promediado ajustado conseguimos solamente ajustar mejor el desfase a altas frecuencias; pero a bajas frecuencias, el modelo promediado ajustado, se sigue sin corresponder con la dinámica de este convertidor. Incluso, el modelo discreto, a altas frecuencias sigue consiguiendo mejores resultados en el desfase que el modelo promediado ajustado.

4.3.2. Ejemplo Elevador

En este ejemplo se han usado los mismos parámetros que en el convertidor elevador que se muestra en el [1]; dichos parámetros aparecen en la tabla 4.2. Primero, se ha empezado por simular el circuito funcionando con un ciclo de trabajo $D = 0,68$, tal y como aparece en el ejemplo del libro. La carga que se ha usado es una resistencia, por lo que a los valores I_{load} y V_{load} de nuestra carga genérica se les asigna el valor 0.

La frecuencia de corte del filtro del convertidor es:

$$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \approx 480Hz \ll 100kHz \quad (4.2)$$

TABLA 4.2. PARÁMETROS DEL EJEMPLO DEL CONVERTIDOR
ELEVADOR

| Parámetro | Valor |
|---------------|-----------------|
| V_g | 120V |
| V_o | 375V |
| L | 500 μ H |
| C | 220 μ F |
| r_L | 0,12 Ω |
| r_C | 0 Ω |
| D | 0,68 |
| R_{load} | 289 Ω |
| I_{load} | 0A |
| V_{load} | 0V |
| $f_s = 1/T_s$ | 100kHz |
| t_d | $T_s/2$ |
| N_r | 1 |
| Modulación | Onda triangular |

Esto se hace para atenuar los armónicos de las señales de salida del convertidor correspondientes a la frecuencia de conmutación de 100kHz. En este convertidor elevador se ha utilizado una estrategia de muestreo muy común para este tipo de convertidores cuando se quiere hacer un control sobre la corriente en la bobina. Ésta técnica consiste en utilizar una señal portadora triangular y sincronizar el muestreo con los picos superiores de la señal. Con esto, conseguimos muestrear la señal i_L en su punto medio del rizado, haciendo coincidan la señal promedia con las muestras de la señal.

En la Figura 4.10 se muestra el esquemático del circuito simulado con PSIM, con el que obtener la respuesta en frecuencia a las frecuencias introducidas en la perturbación. La señal que dispara el muestreo esta sincronizada con la señal portadora de tal forma que muestrea las señales en los picos superiores de la señal triangular simétrica de la portadora.

Debido a que estamos usando la señal portadora triangular simétrica, el ajuste del tiempo de retardo del controlador en el modelo promediado se hace de la siguiente manera:

$$W(s)' \approx W(s) \cdot e^{-s \cdot T_s/2} \quad (4.3)$$

Donde $W(s)$ es la función de transferencia del modelo promediado original, $W(s)'$ es la función de transferencia del modelo promediado ajustado, y el tiempo de retraso que se aplica a las señales triangulares simétricas es $T_s/2$.

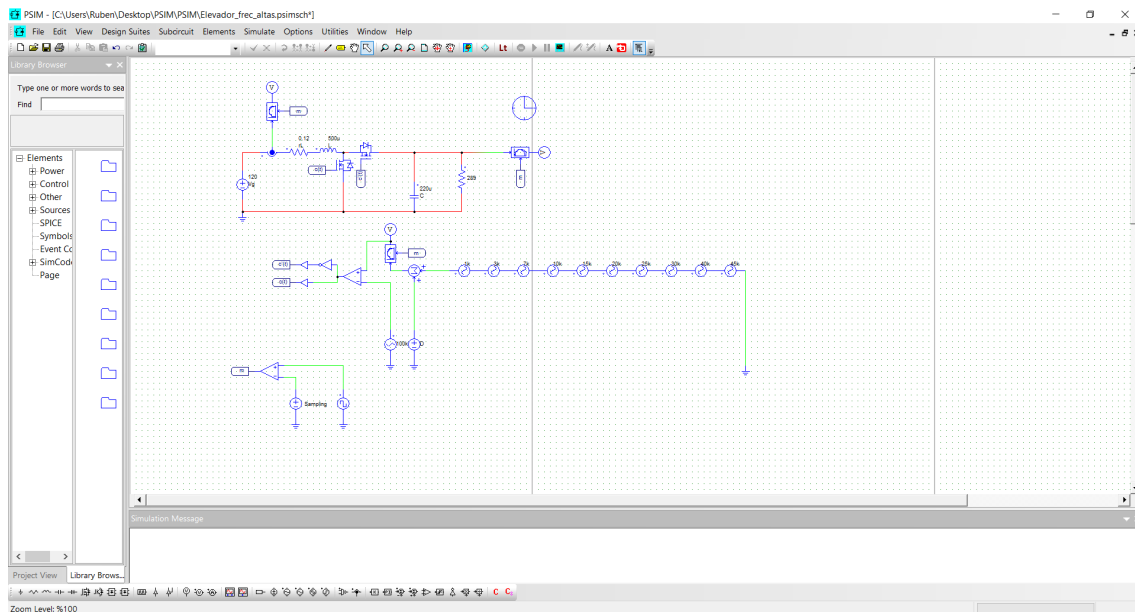


Fig. 4.10. Circuito del ejemplo del convertidor elevador realizado en PSIM

En la Figura 4.11 podemos ver la respuesta en frecuencia para la tensión de salida del convertidor. En este caso, el modelo promediado y el modelo discreto son muy parecidos en todo el espectro de frecuencias. Sin embargo, es necesario aplicar el ajuste de retraso en la señal promediada para conseguir ajustar el desfase a altas frecuencias. Se debe mencionar que las muestras obtenidas con el método de procesamiento de la señal son mas estables que las obtenidas con la herramienta ACSweep de PSIM.

En la Figura 4.12 se muestra la respuesta en frecuencia de los modelos teóricos junto con las simulaciones realizadas con PSIM de la corriente en la bobina con respecto a la señal de control. En este caso se puede ver claramente lo explicado con anterioridad: el modelo promediado ajustado con el retardo coincide exactamente en la fase con el modelo discreto. Solamente encontramos una pequeña diferencia entre los modelos en la ganancia en las frecuencias cercanas a la frecuencia de Nyquist, siendo el modelo discreto el que consigue resultados mas cercanos a los de las simulaciones. Aunque los modelos teóricos se siguen ajustando bastante bien a los datos de las simulaciones, esta vez, las muestras de las simulaciones tomadas a bajas frecuencias se desvían algo más de lo que se ha visto hasta ahora.

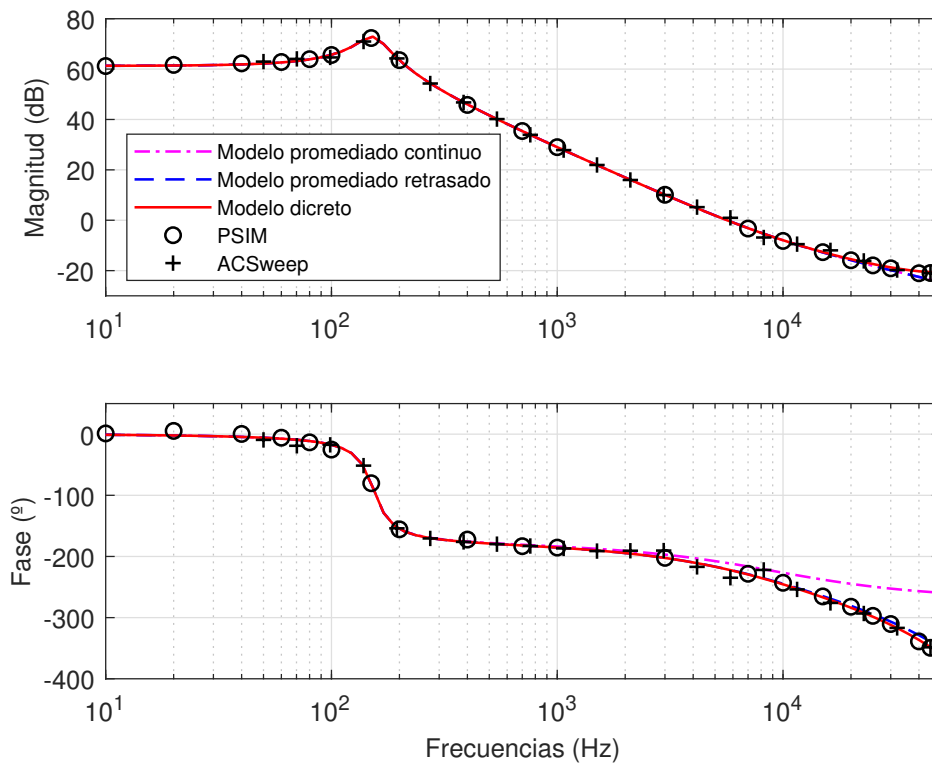


Fig. 4.11. Respuesta en frecuencia de v_o del ejemplo del convertidor elevador con $D = 0,68$

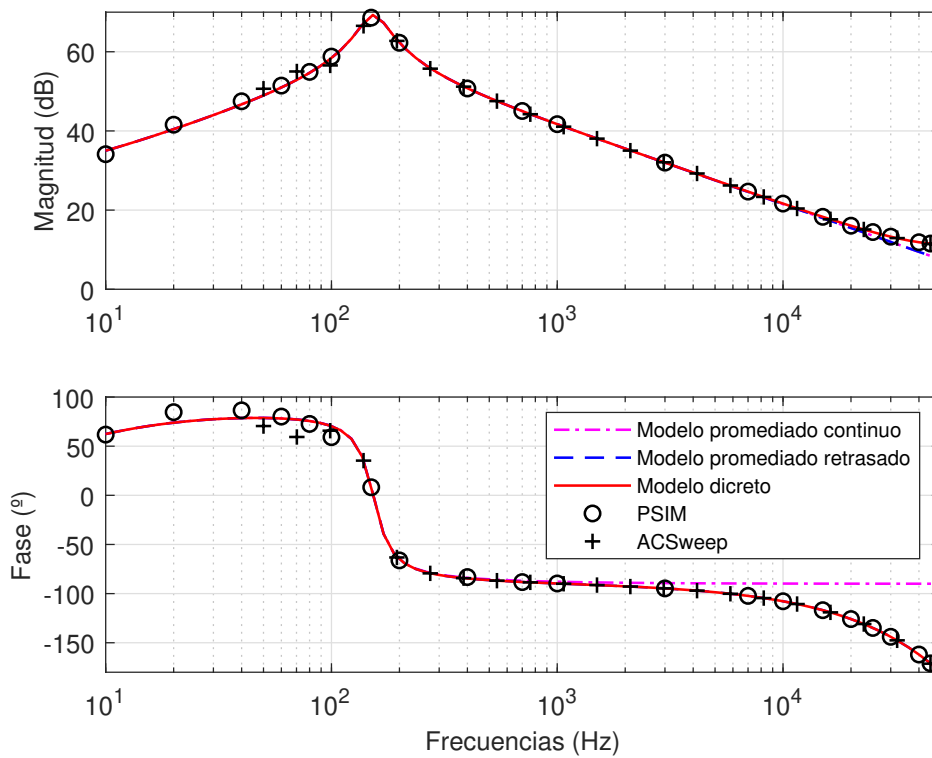


Fig. 4.12. Respuesta en frecuencia de i_L del ejemplo del convertidor elevador con $D = 0,68$

Únicamente en este caso (en el que se quiera hacer un control sobre la corriente en la bobina usando una señal portadora triangular) el modelo promediado se ajusta a la dinámica real del sistema. Sin embargo, esto supone limitar el diseño al descrito y es posible, siempre y cuando el ciclo de trabajo no entre en conflicto con el tiempo que necesita el controlador para procesar las señales. Dicho margen de tiempo es más estricto en las señales triangulares simétricas, por su naturaleza de funcionamiento, que en las ondas de sierra y de sierra inversa. Con el modelo discreto obtendremos valores fiables que se ajustan a la respuesta del convertidor, incluso con otras estrategias de muestreo.

En el caso del convertidor elevador, la función de transferencia tanto de la corriente por la bobina como de la tensión de salida dependen del ciclo de trabajo, a diferencia del convertidor reductor. Es por esto que, para comprobar la validez del modelo en otras circunstancias, se ha modificado el ciclo de trabajo del punto de operación. Se ha realizado el mismo procedimiento cambiando el ciclo de trabajo a un valor arbitrario, $D = 0,4$, dejando una tensión nominal de salida de $V_o = 200V$. Los resultados obtenidos se detallan a continuación.

En la Figura 4.13 observamos como obtenemos resultados parecidos a los del caso anterior en términos de precisión. La respuesta en frecuencia ha variado, pero ambos modelos se ajustan bastante bien a los datos de las simulaciones. Seguimos teniendo una pequeña desviación a altas frecuencias entre los modelos, siendo necesario ajustar el modelo promediado. En este caso, los datos obtenidos con el ACSweep tienen algo más de variabilidad a frecuencias altas, haciendo más fiables los datos obtenidos de procesar las señales simuladas, que se ajustan al modelo discreto más que al promediado.

En la Figura 4.14 tenemos la respuesta en frecuencia para la corriente en la bobina. En este caso la respuesta en frecuencia también varía respecto al punto de operación anterior. Los resultados siguen siendo los mismos: el modelo promediado ajustado proporciona exactamente la misma fase para todo el espectro de frecuencias, habiendo solamente una pequeña diferencia en la ganancia a altas frecuencias. Tal y como se ha explicado anteriormente, esto es debido a la estrategia de muestreo que se ha escogido, de forma que coincide mejor con los resultados obtenidos en la simulación. En este caso, los resultados de las simulaciones se ajustan a la perfección al modelo discreto en todo momento, tanto de la señal procesada como los resultados del ACSweep.

Como podemos comprobar, para los dos casos el modelo discreto, es capaz de ajustarse mejor al comportamiento simulado del convertidor. Con esto se demuestra que, independiente del ciclo de trabajo que se usa en el punto de operación, podemos obtener resultados fiables con el modelo discreto. El modelo promediado necesita ser ajustado añadiendo el retraso del controlador para adaptar su comportamiento a altas frecuencias. El modelo discreto se ajusta mejor que el modelo promediado en cualquiera de los casos y, además, nos permite otras estrategias de muestreo.

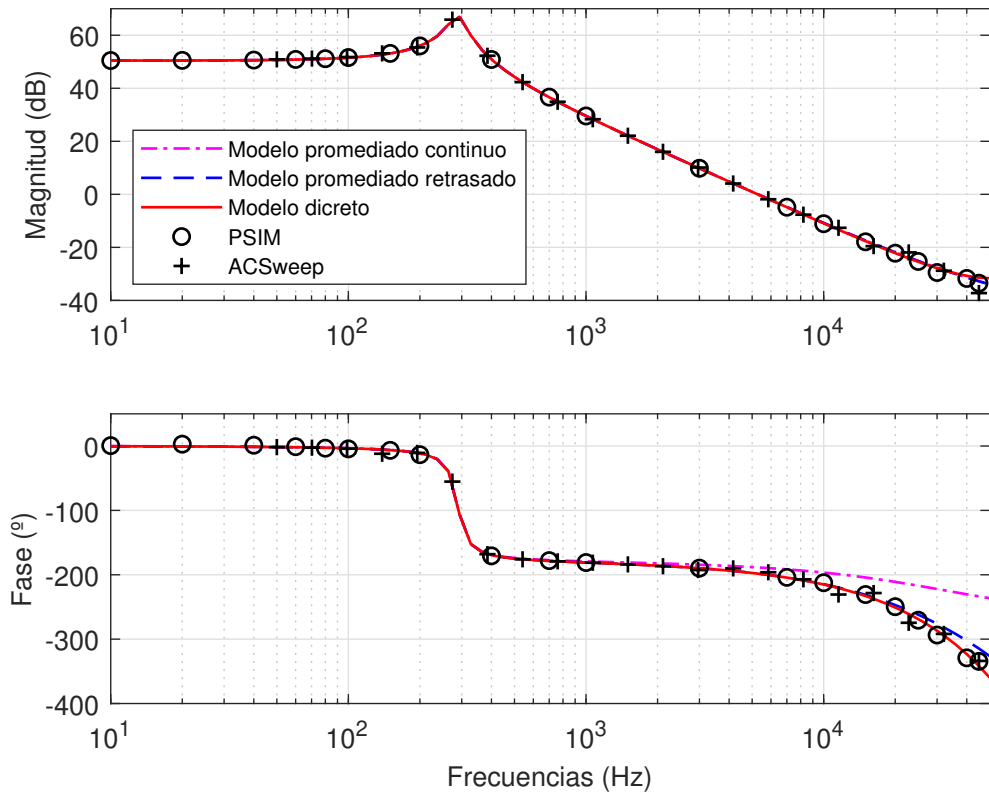


Fig. 4.13. Respuesta en frecuencia de v_o del ejemplo del convertidor eleador con $D = 0,4$

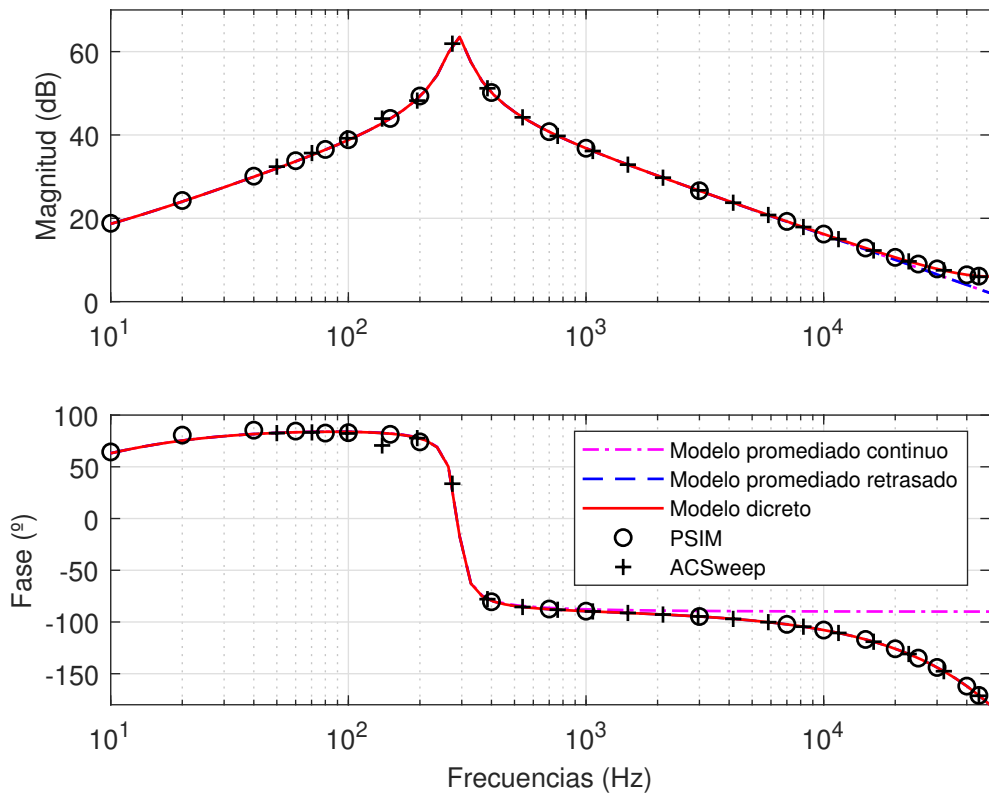


Fig. 4.14. Respuesta en frecuencia de i_L del ejemplo del convertidor elevador con $D = 0,4$

4.3.3. Ejemplo Reductor con Filtro de Entrada

Para este convertidor se han considerado los datos de los parámetros que se usan en el ejemplo de la referencia [10]. Para extender el análisis de acuerdo al caso estudiado se ha decidido añadir valores arbitrarios a las resistencias parásitas en las bobinas y los condensadores. Para la bobina y el condensador de salida, se han tomado las mismas resistencias parásitas que para el convertidor reductor ejemplificado anteriormente. Mientras que para la bobina y el condensador del filtro de entrada se han multiplicado por 10 estos valores. El criterio que se ha seguido para escoger estos valores es completamente arbitrario, manteniendo la magnitud propia de los elementos reales para que no alteren exageradamente la dinámica del problema.

También es necesario escoger una técnica de modulación para poder realizar el análisis en discreto; de esta forma se ha decidido que la señal de control está modulada mediante una onda de sierra, puesto que es una modulación de uso común para este caso. Todos los valores de los parámetros del convertidor se encuentran en la tabla 4.3.

TABLA 4.3. PARÁMETROS DEL EJEMPLO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR CON FILTRO DE ENTRADA LC AMORTIGUADO

| Parámetro | Valor |
|---------------|----------------|
| V_g | 30V |
| V_o | 15V |
| L | 100 μH |
| C | 100 μF |
| L_f | 330 μH |
| C_f | 470 μF |
| R_f | 1 Ω |
| C_b | 0,004F |
| r_L | 30m Ω |
| r_C | 0,8 Ω |
| r_{Lf} | 0,3 Ω |
| r_{Cf} | 8m Ω |
| D | 0,5 |
| R_{load} | 3 Ω |
| I_{load} | 0A |
| V_{load} | 0V |
| $f_s = 1/T_s$ | 100kHz |
| t_d | $D \cdot T_s$ |
| N_r | 1 |
| Modulación | Onda de sierra |

El filtro de salida del convertidor está diseñado para filtrar la frecuencia de conmutación y disminuir así el rizado de la señal a la salida:

$$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = 1,6kHz \ll 100kHz \quad (4.4)$$

El filtro de entrada está compuesto por un filtro paso bajo LC con una rama R-C para amortiguar su efecto en la dinámica del convertidor. La frecuencia de corte del filtro de entrada es:

$$\frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} = 404Hz \quad (4.5)$$

De esta forma conseguimos filtrar las frecuencias superiores a la de corte producidas por el ruido en la fuente de entrada. Con este filtro, el ruido que pueda tener la fuente de entrada no afectará demasiado a la dinámica del convertidor, por lo que el comportamiento del sistema real se adaptará mejor a los modelos teóricos.

Los valores del R_f y de C_b de la rama de amortiguamiento del filtro se han escogido de tal forma que los criterios de diseño del filtro se cumplan. Estos criterios son los especificados en 3.62. En la Figura 4.15 se puede ver que ambos criterios se cumplen. La magnitud de la impedancia del filtro de entrada es, en todo el rango de frecuencias, menor que las impedancias equivalentes del convertidor.

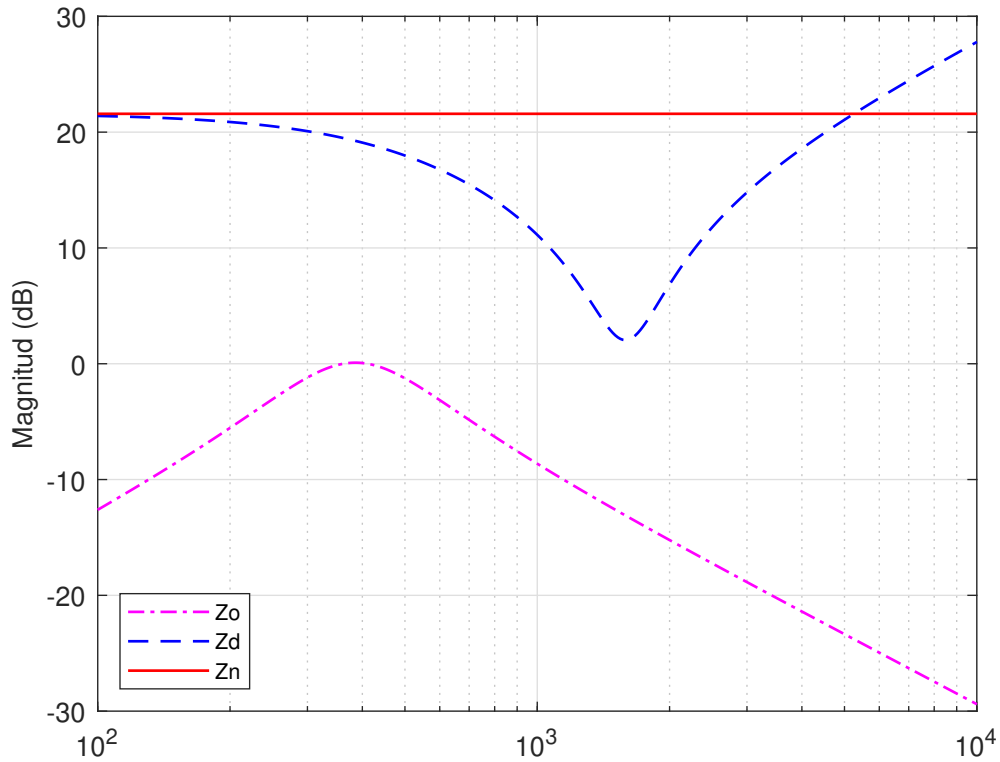


Fig. 4.15. Magnitud de las impedancias equivalentes del convertidor reductor y del filtro de entrada

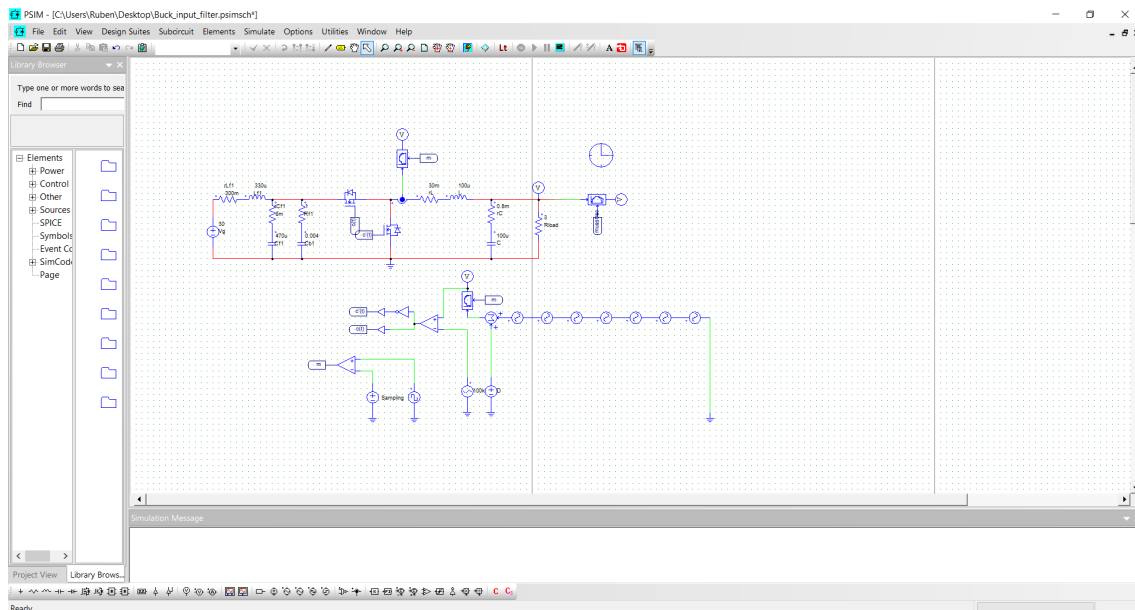


Fig. 4.16. Circuito del ejemplo del convertidor reductor con filtro de entrada realizado en PSIM

La carga es puramente resistiva, modelándose únicamente con una resistencia de 3Ω . El convertidor trabaja con un ciclo de trabajo del 50 % en su punto de operación.

En la Figura 4.16 se muestra el esquemático del circuito que se ha usado para simular el funcionamiento del convertidor. Como se puede observar se ha añadido en el esquema un filtro de entrada con los parámetros del diseño. En este caso la fuente no tiene componente de ruido, pero el filtro en la entrada modifica la dinámica del sistema; este es el efecto que se quiere simular. El resto del procedimiento se hace igual que en el caso del ejemplo del reductor sin filtro: se introduce una señal multi-sinusoidal y se extraen las señales muestreadas de la señal de control, la corriente en la bobina y la tensión de salida del convertidor.

Los resultados de las respuesta en frecuencia de la tensión de salida sobre la señal de control se pueden ver representados en la Figura 4.17 junto con los modelos teóricos. Debido a que el filtro de entrada ha sido amortiguado, el efecto de éste sobre el circuito apenas se puede apreciar en torno a los 400Hz . Esto coincide con la explicación teórica y hace posible el diseño de un controlador que ajuste la respuesta dinámica.

El modelo discreto coincide de forma muy precisa con las muestras procedentes de la simulación; tanto de las señales procesadas como las del ACSweep. En el caso del modelo promediado difiere bastante en la fase a altas frecuencias y no se termina de ajustar en la ganancia a frecuencias cercanas a la frecuencia de Nyquist. Podemos ajustar el modelo promediado añadiendo un retraso en la función de transferencia, consiguiendo mejorar el modelo en la fase; aunque el modelo del análisis promediado se sigue desviando en las frecuencias muy cercanas a la frecuencia de Nyquist.

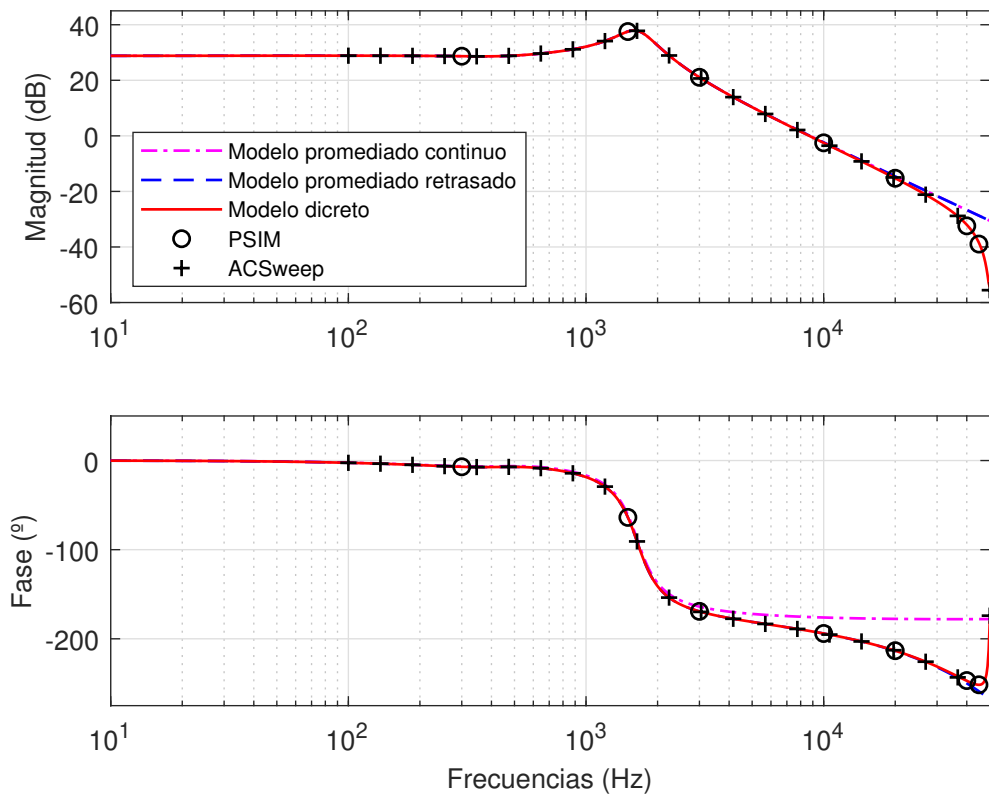


Fig. 4.17. Respuesta en frecuencia de i_L del ejemplo del convertidor reductor con filtro de entrada

En la Figura 4.18 se representa la respuesta en frecuencia de la corriente en la bobina. En este caso solo se han representado los valores de la simulación procesando la señal, pero según se puede comprobar en casos anteriores, estos resultados son válidos y en ciertos casos más precisos que los del ACSweep. El modelo discreto se vuelve a ajustar al comportamiento del circuito simulado. El modelo promediado no consigue modelar el desfase a altas frecuencias, sin embargo, esto se arregla añadiendo el retraso del controlador DT_s . El modelo promediado ajustado se ajusta a la fase exactamente igual que lo hace el modelo discreto, pero sigue habiendo discrepancias en la magnitud de las frecuencias cercanas a la frecuencia de Nyquist.

Con este ejemplo se ha podido aplicar el modelo discreto a un ejemplo de convertidor con nuevos elementos y se ha validado mediante una simulación haciendo posible su aplicación en un sistema real. La implementación del filtro de entrada en el circuito consigue que el ruido afecte en menor medida a la dinámica del sistema y que el control sobre el circuito sea más eficiente. Además, se ha realizado un diseño amortiguado del filtro de entrada, de tal forma que apenas se aprecia el efecto del filtro en la dinámica del sistema; esto se puede comprobar comparando este ejemplo con el caso del convertidor reductor.

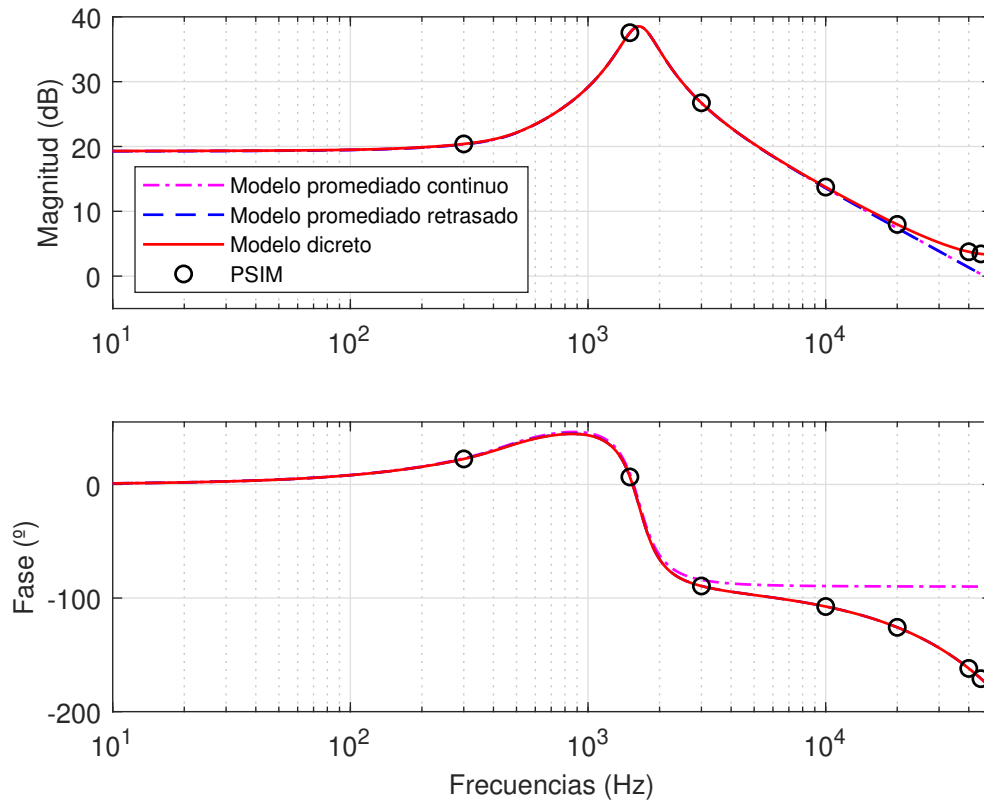


Fig. 4.18. Respuesta en frecuencia de i_L del ejemplo del convertidor reductor con filtro de entrada

Este ejemplo nos ha permitido demostrar cómo se puede aplicar la técnica de modelado discreto a circuitos con diferentes elementos, obteniendo resultados igual de fiables.

4.3.4. Ejemplo del Dual Active Bridge

En este caso, se han tomado algunos valores arbitrarios para el ejemplo de un DAB con el fin de poder simular su comportamiento escogiéndose un punto de operación. Los valores de los parámetros del convertidor se encuentran en la tabla 4.4.

El instante de muestreo se ha escogido exactamente como se ha descrito en el análisis del convertidor DAB: en el flanco de subida de la señal de control de los transistores S6 y S7. En la Figura 4.19 se encuentra el circuito simulado en PSIM del convertidor DAB. En este caso, el circuito de control del convertidor es algo más complejo, puesto que hay que introducir una perturbación en el desfase. Para ello se ha aprovechado que el ciclo de trabajo en los DABs es del 50 %, por lo que conociendo la frecuencia de conmutación se puede saber la duración del flanco de subida. Utilizando un monoestable, se lanza esta señal de control sobre el primer puente de transistores, que es el que se desplaza. De igual manera que para los casos anteriores, se introduce una perturbación multi-sinusoidal que, en este caso, afecta al desfase entre las señales de control de los dos puentes. El muestreo se sincroniza con la señal de control del puente de transistores de la salida.

TABLA 4.4. PARÁMETROS DEL EJEMPLO DEL CONVERTIDOR
DUAL ACTIVE BRIDGE

| Parámetro | Valor |
|---------------|---------------------|
| V_g | 20V |
| V_o | 255V |
| L_k | 1,23 μ H |
| C | 470 μ F |
| D | 0,25 |
| n | 8 |
| R_{load} | 134 Ω |
| $f_s = 1/T_s$ | 100kHz |
| t_d | $(1 - D) \cdot T_s$ |
| N_r | 1 |
| Modulación | Single Phase Shift |

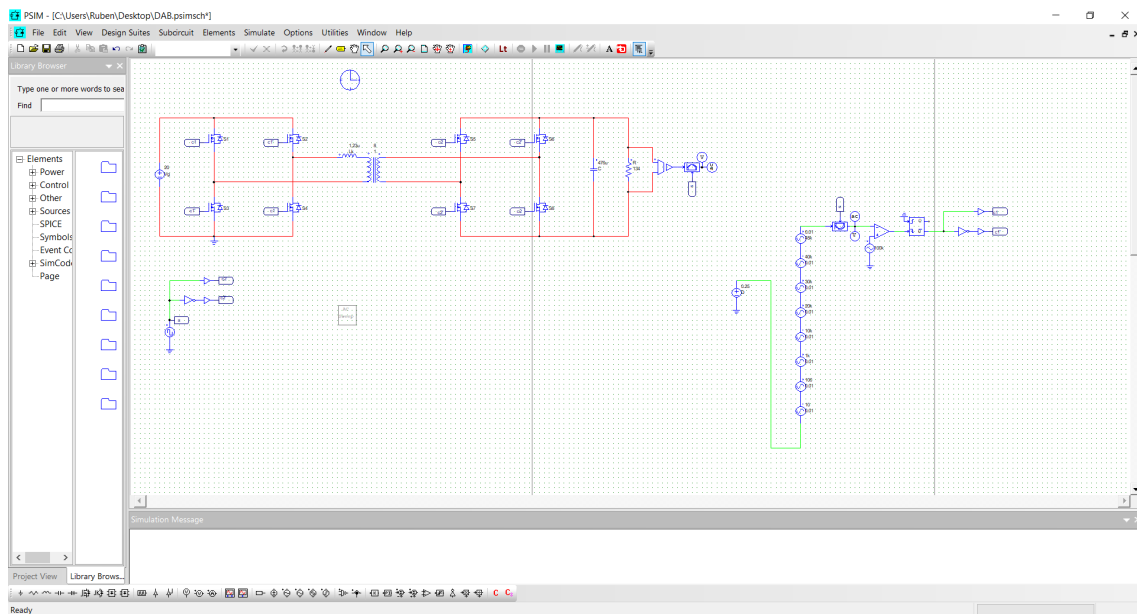


Fig. 4.19. Circuito del ejemplo del convertidor Dual Active Bridge realizado en PSIM

En la Figura 4.20 podemos observar los resultados simulados contrastados con los modelos teóricos para el caso del convertidor DAB. La mayoría de muestras se han tomado en torno a las altas frecuencias puesto que es donde más difieren los modelos.

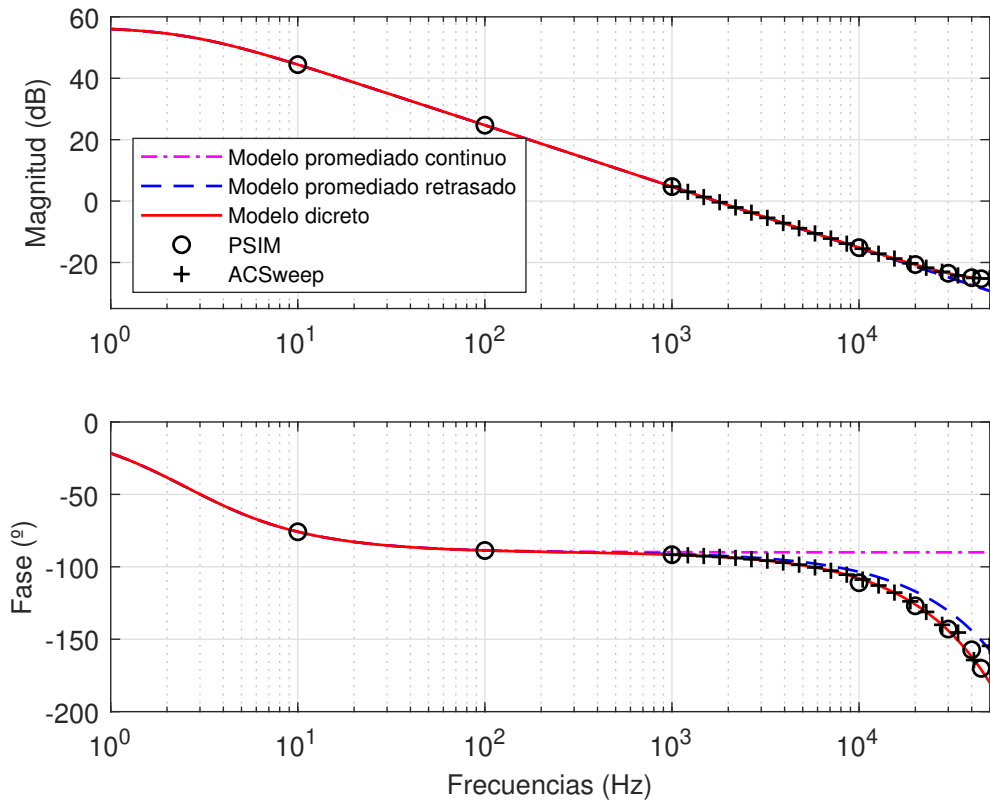


Fig. 4.20. Respuesta en frecuencia de i_L del ejemplo del convertidor DAB

Las muestras de las simulaciones coinciden con el modelo discreto incluso a altas frecuencias. El modelo promediado no es capaz de predecir correctamente el desfase a altas frecuencias. Se ha ajustado el modelo discreto con un retraso equivalente a $(1 - D)T$, que es cuando la señal de control se aplica sobre el circuito desde que se muestrea. Este modelo ajustado consigue ajustarse algo mejor en la fase a altas frecuencias, pero el modelo discreto sigue dando resultados más precisos. Los resultados de las simulaciones obtenidos con el ACSweep, en este caso, también coinciden con el modelo discreto.

Estos resultados son muy parecidos a los obtenidos en los otros casos en términos de precisión. El modelo discreto es capaz de predecir el comportamiento dinámico del circuito simulado en todo el espectro de frecuencias. Esto demuestra que podemos aplicar la técnica del modelado en discreto a otros tipos de convertidores de potencia, en los que el control es diferente al de los casos simples que se han visto al principio del análisis. Con estos resultados hemos conseguido validar la técnica de modelado discreto aplicada al convertidor DAB con un control de tipo “Single Phase Shift”.

4.4. Validación experimental

Tras la realización de algunas simulaciones para comprobar la validez del modelo, es el momento de comprobar su validez de forma experimental en un sistema real. Para ello se han utilizado los datos obtenidos de un convertidor reductor que dispone el Grupo de Sistema Electrónico de Potencia del DTE-UC3M. Las medidas se han obtenido mediante un sistema de identificación implementado en el dispositivo de control del convertidor, que en este caso es un System on Chip de Xilinx (Zynq series 7000). El proceso de identificación consiste en la suma de una señal de amplio espectro al valor de ciclo de trabajo que define el punto de funcionamiento. El sistema de control muestrea la tensión de salida y aplicando un algoritmo de identificación obtiene la respuesta en frecuencia convertidor. Como el sistema de identificación opera directamente con las señales muestreadas, la medida que se obtiene corresponde con el modelo discreto. Este proceso de identificación ha sido descrito en [14]. La obtención de resultados experimentales se ha realizado con la ayuda de Marlon Alberto Granda Carrillo y con el equipo de identificación que está desarrollando.

En la Figura 4.21 se muestra el montaje realizado para tomar las medidas experimentales. La fuente de alimentación que se muestra proporciona la tensión de entrada del convertidor, a la vez que alimenta los drivers del controlador. La carga que se utiliza son un par de resistencias conectadas en serie. La placa Zybo contiene el System on Chip de Xilinx, que es el dispositivo digital de control. Conectada a la placa hay un conversor analógico-digital que se encarga de muestrear y pasar a digital la tensión de salida del convertidor detectada por el sensor. Por último, el convertidor en cuestión se encuentra en el centro de la imagen montado sobre una placa metálica. Éste es un convertidor reductor síncrono que, además, puede actuar como elevador.

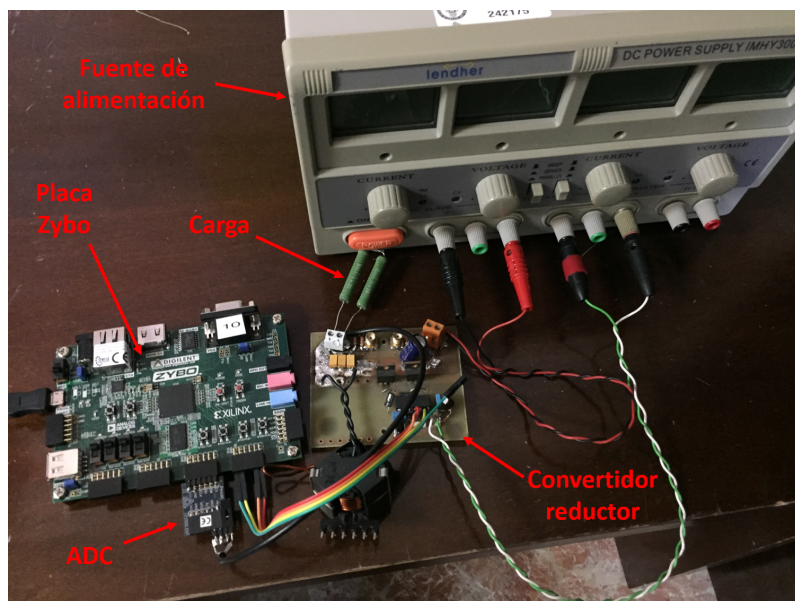


Fig. 4.21. Imagen del montaje del equipo utilizado en la prueba experimental

En la tabla 4.5 se pueden ver los valores de los parámetros de la prueba experimental. Los parámetros del convertidor han sido medidas con el equipo del laboratorio, como es el caso de la bobina, el condensador y sus resistencias parásitas. En este caso, el momento de muestreo es diferente al indicado al hacer el análisis. El valor de t_d que se indica en la tabla es el instante en el que se hace el muestreo después del inicio del ciclo de conmutación en el pulso a nivel alto. Esto supone una ligera modificación de la dinámica del sistema que hay que tener en cuenta.

TABLA 4.5. PARÁMETROS DEL CONVERTIDOR REDUCTOR
REAL

| Parámetro | Valor |
|---------------|----------------|
| V_g | 8V |
| V_o | 4V |
| L | 80 μ H |
| C | 100 μ F |
| r_L | 180m Ω |
| r_C | 100m Ω |
| D | 0,5 |
| R_{load} | 10 Ω |
| $f_s = 1/T_s$ | 100kHz |
| t_d | 0,4 · T_s |
| N_r | 1 |
| Modulación | Onda de sierra |

Puesto que las medidas que se disponían eran las únicas en el momento de realización de este proyecto, no se pueden cambiar las condiciones bajo las cuales fue hecha la prueba; por lo que es necesario hacer las modificaciones pertinentes en el modelo teórico. Para el caso del modelo promediado este factor no afecta puesto que dicho modelo no tiene en cuenta el instante de muestreo. Sin embargo, el modelo realizado en el dominio discreto sufre algunas modificaciones en los parámetros del sistema linealizado 3.90.

Estos valores quedaban definidos cuando aplicábamos una onda de sierra antes de iniciarse el pulso a nivel alto del ciclo de trabajo. En este caso estamos tomando la muestra durante el pulso a nivel alto, por lo que la transición de estados es: Estado 1 -> Estado 0 -> Estado 1. Siguiendo el mismo procedimiento que durante el análisis del convertidor, podemos extraer las nuevas expresiones para el sistema de ecuaciones de estado linealizado 3.90:

$$\phi = e^{A_1 t_d} e^{A_0(1-D)T} e^{A_1(DT_s - t_d)} \quad (4.6)$$

$$\gamma = \frac{T_s}{N_r} e^{A_1 t_d} e^{A_0(1-D)T} \left((A_1 - A_0)X_{\downarrow} + (B_1 - B_0)V \right) \quad (4.7)$$

$$\delta = C_1 \quad (4.8)$$

Con estas expresiones podemos determinar la función de transferencia para el modelo discreto según la expresión 2.9.

Con estos nuevos valores y las mismas matrices que se habían extraído del análisis del convertidor reductor, ya podemos obtener un modelo en discreto del convertidor acorde a las condiciones bajo las cuales se ha realizado el experimento. Introduciendo las expresiones y los parámetros en MATLAB, al igual que se ha hecho con las simulaciones, obtenemos los resultados que se muestran en la Figura 4.22.

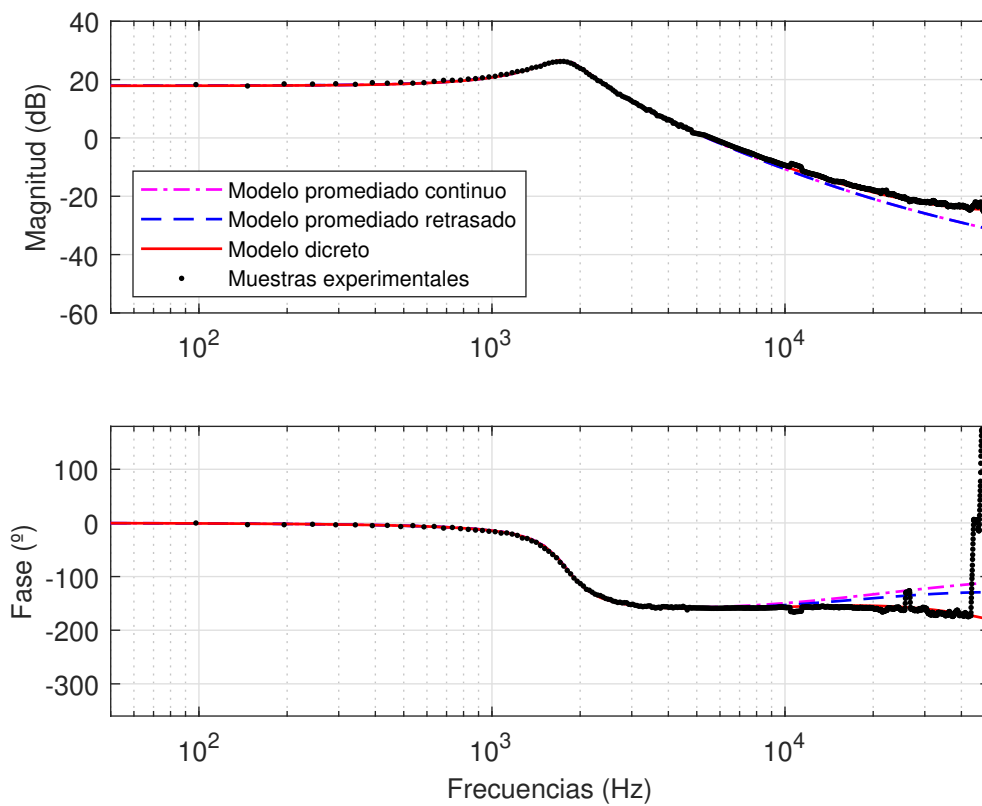


Fig. 4.22. Respuesta en frecuencia de v_o del convertidor reductor real

En la prueba experimental se han tomado 1024 muestras entre 48Hz y los 49,152 kHz, muy cercana a la frecuencia de Nyquist que en este caso es 50 kHz. Las muestras tomadas en el ensayo experimental tienen algo más de variabilidad que las muestras de las simulaciones. De hecho, se ha aplicado un alisado a las muestras de altas frecuencias debido a la gran cantidad de ruido que aparecía en las medidas. Esto se debe a que los componentes físicos del convertidor no se comportan de manera idélica, viéndose afectados por otras variables en forma de ruido. Tras este alisado, podemos ver la tendencia que tienen las muestras experimentales. Podemos apreciar que el modelo discreto se ajusta perfectamente a la tendencia que siguen los datos experimentales.

A frecuencias muy cercanas a la frecuencia de Nyquist, podemos apreciar que la fase de las medidas experimentales se desvía hacia los valores positivos. Esto puede ser por un fallo en la toma de los valores o a algún parámetro que afectó el experimento. Debido a que no se ajustan a ningún modelo teórico, se va a considerar que dichas muestras no son representativas de la prueba realizada.

Para el resto de puntos, se puede ver que en la magnitud, a altas frecuencias, el modelo discreto se ajusta mejor que el modelo promediado. Esto concuerda con lo visto en la teoría y lo probado en las simulaciones. Para el caso de la fase, el modelo discreto es capaz de ajustarse mejor a las muestras experimentales que el modelo promediado. Debido a que el muestreo se hace muy próximo al flanco de bajada de la señal de control, el ajuste que se realiza en el modelo promediado es muy pequeño. Este ajuste no es capaz de ajustarse al desfase que muestran los datos experimentales. Sin embargo, el modelo discreto ofrece resultados bastante precisos.

Para que se pueda ver la precisión de una manera gráfica, en la Figura 4.23 se muestra el error entre el modelo discreto y las medidas experimentales tomadas. Como se puede ver, a altas frecuencias la varianza de las medidas es mayor.

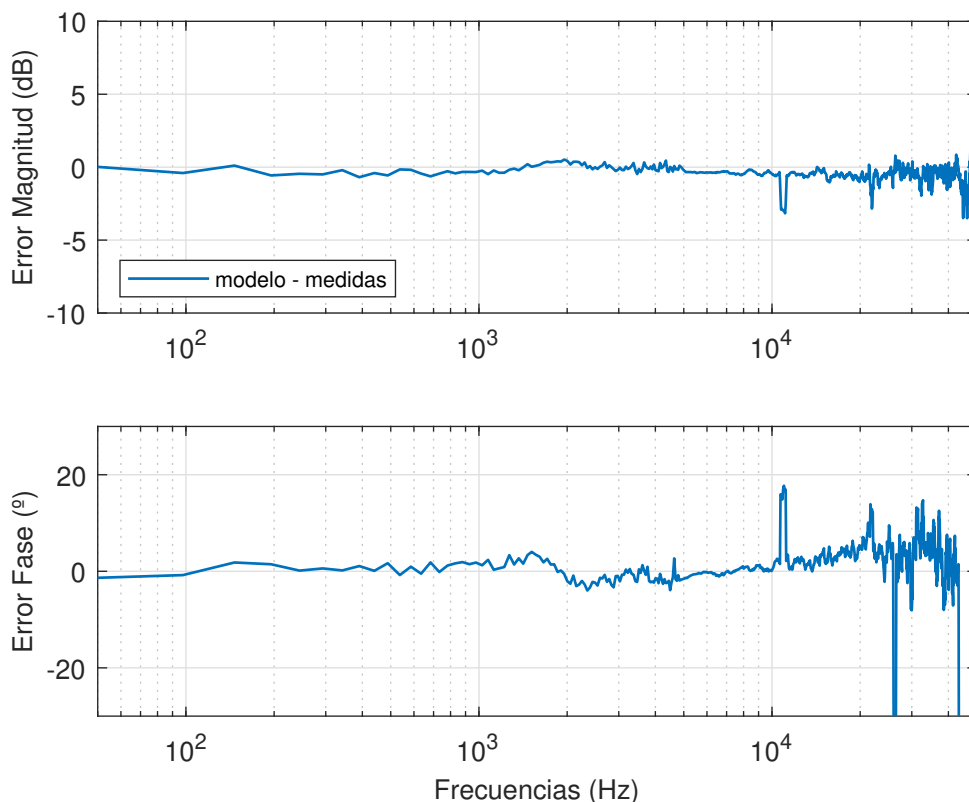


Fig. 4.23. Error de la respuesta en frecuencia entre el modelo discreto teórico y las medidas experimentales

El filtro de salida del convertidor atenúa las señales a frecuencias altas. Esto se puede ver en la respuesta en frecuencia del convertidor a frecuencias cercanas a la frecuencia

de Nyquist, con valores de la ganancia de -20db. Cuando se introduce una componente en la perturbación a estas frecuencias, dicha componente en la salida se atenúa y es más difícil de detectar. Dicha atenuación provoca que las componentes a esas frecuencias se vean más afectada por el ruido del sistema, el cual se puede ver reflejado en los datos experimentales.

Los resultados obtenidos en la práctica concuerdan con el análisis teórico y las pruebas realizadas con las simulaciones. Esto valida los modelos teóricos obtenidos, la técnica de modelado en el dominio discreto, el método usado para realizar las simulaciones y nos permite aplicar los modelos obtenidos a los convertidores electrónicos de potencia reales.

5. CONCLUSIONES

Como resultado del trabajo realizado, se ha corroborado que la técnica de modelado discreto propuesto en [1] es un método más apropiado que el modelado promediado comúnmente utilizado para obtener la función de transferencia de los convertidores de potencia destinados al control digital. Este método propone una mejor aproximación al comportamiento de los convertidores de potencia cuando sobre ellos se realiza un control digital en lazo cerrado. Dado que es un modelo más preciso, especialmente a frecuencias cercana a la de Nyquist, se pueden diseñar lazos de control más rápidos y con menos incertidumbres. De esta forma, al diseñar el controlador digital se podrá conseguir un mejor acondicionamiento de la potencia eléctrica, especialmente en términos de comportamiento dinámico.

La validez de éste método ha sido comprobada mediante el contraste con otra técnica de identificación de sistemas por simulación, lo cual es muy importante para saber si realmente nos sirve para mejorar nuestro control antes de la implementación en un circuito real. Esto mismo se ve reflejado en las gráficas obtenidas con MATLAB, en la que se comparan los resultados de los modelos teóricos con las simulaciones en varios ejemplos. Pese a que las simulaciones son susceptibles a sufrir pequeñas variaciones en sus resultados, se pueden apreciar que en todas ellas que el modelo discreto es capaz de predecir mucho mejor el comportamiento dinámico del convertidor. Podemos observar que la mayor la diferencia ocurre en la fase: el modelo discreto siempre ofrece valores más cercanos a los obtenidos en las simulaciones, mientras que el promediado se suele desviar a altas frecuencias. En algunos casos la diferencia puede ser bastante grande también a bajas frecuencias, haciendo que el uso del modelo promediado no sea capaz de predecir el comportamiento del convertidor.

Además, los resultados de las simulaciones también permiten ver en qué casos es más preciso utilizar el método de modelado discreto y en que casos no supone gran diferencia con la otra técnica utilizada. En cualquiera de los casos, los resultados obtenidos con el modelado discreto son iguales y, en la mayoría de casos, más precisos que con el modelado promediado.

Aunque el programa usado para simular circuitos (PSIM) dispone de una herramienta para analizar la respuesta en frecuencia, la naturaleza del muestreo de la señal hace aconsejable un posprocesado de las señales temporales obtenidos. Por eso se ofrece una metodología de procesamiento de la señal y validación de modelo, de la cual hemos obtenido los resultados deseados. En algunos casos, se puede comprobar que obtenemos mejores resultados con el método propuesto de procesamiento de señal utilizando perturbaciones multi-sinusoidales que usando la herramienta de PSIM. Además, el tiempo que tarda la simulación en procesarse es mucho menor introduciendo la señal multi-sinusoidal que utilizando el barrido frecuencia a frecuencia.

Para completar el estudio, se ha llevado a cabo una prueba con un convertidor electrónico de potencia real. Se han realizado pruebas experimentales con un convertidor reductor y se han comparado los datos obtenidos con los modelos teóricos del convertidor estudiados. De esta forma, hemos podido comprobar que lo aplicado en la teoría y validado en las simulaciones, sirve para su aplicación en sistemas reales. En esta prueba, se puede encontrar más variabilidad en las muestras debido a que los elementos con los que se trabaja no son ideales. Sin embargo, los resultados obtenidos de esta prueba experimental han sido positivos, obteniendo resultados muy parecidos a los que se obtienen con el modelo discreto.

Como resultado del análisis, se han extraído las expresiones que definen los modelos promediados y discretos para los convertidores elegidos para el estudio. Dichas ecuaciones proporcionan modelos fiables para los convertidores de potencia estudiados, que además han sido validados. Gracias a esto, dichos modelos pueden ser utilizados en convertidores reales puesto que se ha probado su resultado. Los modelos propuestos intentan representar el mayor número de situaciones posibles; esto se consigue al haber realizado el análisis con una carga genérica, con la que es más sencillo representar cualquier tipo de carga que se conecte al convertidor. También se ha tenido en cuenta las resistencias parásitas de las bobinas y los condensadores para mejorar precisión al modelar un sistema real.

Las operaciones necesarias para obtener los modelos pueden llegar a ser bastante complejos por la cantidad de cálculos que suponen. Por esta razón se propone MATLAB como herramienta para llevar a cabo dichos cálculos. Como resultado, se proporcionan los códigos realizados que automatizan la obtención de los modelos discretos de los convertidores de potencia propuestos.

5.1. Objetivos Cumplidos

El estudio que presenta la realización de este trabajo cumple correctamente con los objetivos que se proponían en el capítulo 1, los cuales se enumeran a continuación.

El primer objetivo de este estudio está cubierto en la explicación de la primera parte con el trabajo de comprensión de la técnica de modelado discreto propuesta por otro autor (sección 2.2.2) y su aplicación a diferentes casos a los presentados en la obra original (sección 3.1).

A partir de este estudio ha sido posible obtener las expresiones de los modelos discretos y continuos promediados para diferentes casos de convertidores de potencia. Se ha extendido el modelado discreto a casos que no aparecen explícitamente en la literatura técnica, como el convertidor reductor con filtro de entrada y el convertidor Dual Active Bridge (secciones 3.2 y 3.3). Con esto se ha cumplido el segundo de los objetivos.

El fin de obtener los modelos para diferentes casos de convertidores de potencia es el de poder preparar una herramienta que nos ayude a obtener estos modelos de una forma rá-

pida y sencilla. Esta finalidad es la que tienen los códigos implementados con MATLAB, con los cuales podemos obtener de forma inmediata el modelo necesario para diseñar el controlador. Así se ha cumplido el objetivo quinto.

Uno de los puntos más relevantes que pretendía cubrir este trabajo es el de obtener una forma de validar el modelo discreto de un convertidor mediante técnicas independientes del modelado. El proceso de simulación y posprocesado de los resultados descritos en la sección 4.2 y los resultados de su aplicación a las simulaciones realizadas en las secciones 4.2 y 4.3 nos muestra de una manera gráfica la mayor validez y precisión que este método tiene sobre el método promediado comúnmente utilizado, haciendo que su uso esté justificado en el diseño del sistema de control digital. Esto cumple en parte el tercer objetivo planteado al inicio del proyecto. Las pruebas experimentales en un prototipo de laboratorio y su comparación con el modelo obtenido a partir del código MATLAB elaborado en este trabajo valida la aproximación realizada, con lo que se completa el tercer objetivo del trabajo.

5.2. Líneas Futuras de Trabajo

La realización de este trabajo supone un aporte al campo de la conversión de la energía eléctrica. Esto permite avanzar en el estudio del control eficiente de los convertidores de potencia, debido a que, una vez que se han obtenido los modelos, se puede continuar estudiando y desarrollando los otros aspectos del control digital de los convertidores.

Por una parte, los convertidores modelados en este trabajo han sido elegidos por ser los tipos controladores más comunes en el campo. También se han estudiado otros tipos de convertidores a modo de prueba tomando como ejemplos obras de otros autores y aplicando la técnica descrita del modelado discreto. Sin embargo, en el mercado podemos encontrar otros tipos de convertidores de potencia, en los que sería de gran utilidad aplicar el modelado en discreto para su control digital. Su estudio excede el alcance de este proyecto, pero gracias a la metodología usada en este trabajo es posible seguir utilizando esta técnica en otros tipos de convertidores de potencia.

Tras el paso del modelado discreto que ofrece este trabajo, es posible pasar al diseño del controlador digital teniendo en cuenta la nueva metodología. La finalidad de obtener mejores modelos de los circuitos es conseguir realizar un control más eficiente de los convertidores de potencia, este trabajo añade nuevas posibilidades al estudio de control digital eficiente.

En este trabajo se ha llevado a cabo una prueba experimental con un convertidor electrónico de potencia de los estudiados en el análisis. Debido a que esta prueba ha dado resultados positivos, sería de gran interés llevar a cabo más pruebas experimentales sobre otros convertidores electrónicos de potencia disponibles en el laboratorio.

En el Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia del DTE-UC3M, donde se ha realizado este trabajo, existen diversas líneas de investigación destinadas al control eficiente de

los convertidores de potencia. Este estudio sigue una de las líneas principales destinadas a este fin. Gracias a los modelos discretos obtenidos, es posible continuar con el estudio de la técnica y realizar más pruebas con los equipos que dispone el laboratorio. La finalidad de esta investigación es el de poder implementar el nuevo control digital eficiente sobre los convertidores electrónicos de potencia existentes.

Además, en el momento de la escritura de este documento, está en marcha la elaboración de una publicación con el análisis realizado en este trabajo para su envío a un foro de divulgación científica. Esto se debe a que es de gran interés compartir los resultados obtenidos con la comunidad de la investigación en el campo de la electrónica de potencia.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] L. Corradini, D. Maksimovic, P. Mattavelli y Regan Zane, *Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters*, 1.^a ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2015.
- [2] *MATLAB - El lenguaje del cálculo técnico*, MathWorks. [En línea]. Disponible en: <https://es.mathworks.com/products/matlab.html> (Acceso: 17-10-2018).
- [3] *MATLAB Documentation - MathWorks España*, MathWorks. [En línea]. Disponible en: <https://es.mathworks.com/help/matlab/index.html> (Acceso: 24-10-2018).
- [4] *PSIM | Software for Power Electronics Simulation*, Powersim Inc. [En línea]. Disponible en: <https://powersimtech.com/> (Acceso: 13-12-2018).
- [5] *PSIM User's Guide*, 5.^a ed., Powersim Inc., ene. de 2016. [En línea]. Disponible en: <https://powersimtech.com/drive/uploads/2016/06/PSIM-User-Manual.pdf> (Acceso: 18-12-2018).
- [6] *Horizonte2020*, Ministerio de ciencia, innovación y universidades. [En línea]. Disponible en: <https://eshorizonte2020.es/> (Acceso: 16-01-2019).
- [7] P. Zumel, C. Fernández, M. A. Granda, A. Lázaro y A. Barrado, 'Computer-Aided Design of Digital Compensators for DC/DC Power Converters', *Energies*, vol. 11, n.º 12, 2018. DOI: 10.3390/en11123251. [En línea]. Disponible en: <http://www.mdpi.com/1996-1073/11/12/3251>.
- [8] R. Middlebrook y S. Cuk, 'A general unified approach to modelling switching-converter power stages', eng, en *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1976, pp. 18-34.
- [9] D. Maksimovic y R. Zane, 'Small-Signal Discrete-Time Modeling of Digitally Controlled PWM Converters', eng, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n.º 6, pp. 2552-2556, 2007.
- [10] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, 2.^a ed. New York: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [11] R. W. DeDoncker, 'Power conversion apparatus for DC/DC conversion using dual active bridges', 5 027 264, 1989.
- [12] F. Krismer y J. W. Kolar, 'Accurate Small-Signal Model for the Digital Control of an Automotive Bidirectional Dual Active Bridge', 2009.
- [13] H. El-Helw, M. Alhasheem y M. Marei, 'Control Strategies for the DAB Based PV Interface System', *PLOS ONE*, vol. 11, e0161856, ago. de 2016. DOI: 10.1371/journal.pone.0161856.

- [14] C. Fernandez et al., ‘SoC implementation of an autonomous identification and control system for DC/DC power converters’, en *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, jun. de 2016, pp. 1-6. doi: 10.1109/COMPEL.2016.7556739.

ANEXO A: GLOSARIO DE ACRÓNIMOS

IIoT: “Industrial Internet of Things”

PWM: “Pulse Width Modulator”

CCM: “Continuous-Conduction-Mode”

DCM: “Discontinuous-Conduction-Mode”

CSV: “Coma Separated Value”

FFT: “Fast Fourier Transform”

FFT: “Dual Active Bridge”

CC-CC: “Corriente Continua-Corriente Continua”

EET: “Extra Element Theorem”

UC3M: “Universidad Carlos III de Madrid”

DTE: “Departamento de Tecnología Electrónica”

ANEXO B: CÓDIGOS DE MATLAB

CÓDIGO 5.1. Función de Extraer los Modelos

```
1 function [Wz,Ws] = extract_models(Vg,params,Rload,Iload,Vload,D,td,  
   Ts,conv,modulator,Nr)  
2  
3 %   ||*****||  
4 %   || Parametros ||  
5 %   ||*****||  
6  
7 Dprime = 1-D;  
8  
9 switch conv  
10  
11     case 'buck'  
12         L = params.L;  
13         rL = params.rL;  
14         C = params.C;  
15         rC = params.rC;  
16  
17         rpar = (rC)/(1+rC/Rload);  
18         A1 = [-(rpar+rL)/L   -1/(1+rC/Rload)/L ; 1/(1+rC/Rload)/C  
               -1/(Rload+rC)/C];  
19         b1 = [1/L   rpar/L   -1/(1+Rload/rC)/L ; 0   -1/(1+rC/Rload)/C  
               1/(Rload+rC)/C];  
20         c1 = [1   0 ; rpar   1/(1+rC/Rload)];  
21         e1 = [ 0   0   0 ; 0   -rpar   1/(1+Rload/rC) ];  
22  
23         A0 = A1;  
24         b0 = [0   rpar/L   -1/(1+Rload/rC)/L ; 0   -1/(1+rC/Rload)/C  
               1/(Rload+rC)/C];  
25         c0 = c1;  
26         e0 = e1;  
27  
28     case 'boost'  
29         L = params.L;  
30         rL = params.rL;  
31         C = params.C;  
32         rC = params.rC;  
33  
34         rpar = (rC)/(1+rC/Rload);  
35         A1 = [-rL/L   0 ; 0   -1/(Rload+rC)/C];  
36         b1 = [1/L   0   0 ; 0   -1/(1+rC/Rload)/C   1/(Rload+rC)/C];  
37         c1 = [1   0 ; 0   1/(1+rC/Rload)];  
38         e1 = [0   0   0 ; 0   -rpar   1/(1+Rload/rC)];  
39
```

```

40     A0 = [-(rpar+rL)/L   -1/(1+rC/Rload)/L ; 1/(1+rC/Rload)/C
           -1/(Rload+rC)/C];
41     b0 = [1/L   rpar/L   -1/(1+Rload/rC)/L ; 0   -1/(1+rC/Rload)/C
           1/(Rload+rC)/C];
42     c0 = [ 1   0 ; rpar   1/(1+rC/Rload)];
43     e0 = e1;
44
45     case 'buckboost'
46         L = params.L;
47         rL = params.rL;
48         C = params.C;
49         rC = params.rC;
50
51         rpar = (rC)/(1+rC/Rload);
52         A1 = [-rL/L   0 ; 0   -1/(Rload+rC)/C];
53         b1 = [1/L   0   0 ; 0   -1/(1+rC/Rload)/C   1/(Rload+rC)/C];
54         c1 = [1   0 ; 0   1/(1+rC/Rload)];
55         e1 = [0   0   0 ; 0   -rpar   1/(1+Rload/rC)];
56
57         A0 = [-(rpar+rL)/L   -1/(1+rC/Rload)/L ; 1/(1+rC/Rload)/C
           -1/(Rload+rC)/C];
58         b0 = [0   rpar/L   -1/(1+Rload/rC)/L ; 0   -1/(1+rC/Rload)/C
           1/(Rload+rC)/C];
59         c0 = [1   0 ; rpar   1/(1+rC/Rload)];
60         e0 = [0   0   0 ; 0   -rpar   1/(1+Rload/rC)];
61
62     case 'custom'
63         A1 = params.A1;
64         b1 = params.b1;
65         c1 = params.c1;
66         A0 = params.A0;
67         b0 = params.b0;
68         c0 = params.c0;
69         e1 = params.e1;
70         e0 = params.e0;
71
72     end
73
74     %   ||*****||
75     %   || Punto de operacion ||
76     %   ||*****||
77
78     %   ***Continuo***
79
80     X = -(inv(D*A1+Dprime*A0))*(D*b1+Dprime*b0)*[Vg;Iload;Vload];
81
82     %   ***Discreto****
83
84     dim = min(size(A1));
85     A1i = A1^-1;
86     A0i = A0^-1;

```

```

87 Xdown = ((eye(dim)-expm(A1*D*Ts)*expm(A0*Dprime*Ts))^-1)*(-expm(A1*D
    *Ts)*A0i*(eye(dim)-expm(A0*Dprime*Ts))*b0-A1i*(eye(dim)-expm(A1*
    D*Ts))*b1)*[Vg;Iload;Vload];
88 Xup = expm(A0*Dprime*Ts)*Xdown-A0i*(eye(dim)-expm(A0*Dprime*Ts))*b0
    * [Vg;Iload;Vload];
89 Fdown = (A1-A0)*Xdown + (b1-b0)*[Vg;Iload;Vload];
90 Fup = (A1-A0)*Xup + (b1-b0)*[Vg;Iload;Vload];
91
92 % ||*****||
93 % || Modelo Promediado ||
94 % ||*****||
95
96 A = D*A1+Dprime*A0;
97 F = (A1-A0)*X + (b1-b0)*[Vg;Iload;Vload];
98 G = (c1-c0)*X + (e1-e0)*[Vg;Iload;Vload];
99 C = D*c1+Dprime*c0;
100
101 sys = ss(A,F,C,G);
102 Ws = tf(sys);
103
104 % ||*****||
105 % || Modelo Discreto ||
106 % ||*****||
107
108 switch modulator
109
110     case 'te'
111         Phi = expm(A0*(Ts-td))*expm(A1*D*Ts)*expm(A0*(td-D*Ts));
112         gamma = expm(A0*(Ts-td))*Fdown*Ts/Nr;
113         delta = c0;
114
115     case 'te2'
116         %Phi = expm(A0*(Ts-td))*expm(A1*D*Ts)*expm(A0*(td-D*Ts));
117         Phi = expm(A1*(td))*expm(A0*(1-D)*Ts)*expm(A1*(D*Ts-td));
118         %gamma = expm(A0*(Ts-td))*Fdown*Ts/Nr;
119         gamma = expm(A1*(td))*expm(A0*(1-D)*Ts)*Fdown*Ts/Nr;
120         delta = c1;
121
122     case 'le'
123         Phi = expm(A1*(Ts-td))*expm(A0*Dprime*Ts)*expm(A1*(td-Dprime
            *Ts));
124         gamma = expm(A0*(Ts-td))*Fup*Ts/Nr;
125         delta = c1;
126
127     case 'sym'
128         Phi = expm(A0*Dprime*Ts/2)*expm(A1*D*Ts)*expm(A0*Dprime*Ts
            /2);
129         gamma = Ts/2*expm(A0*Dprime*Ts/2)*(Fdown + expm(A1*D*Ts)*Fup
            )/Nr;
130         delta = c0;
131

```

```

132 end
133
134 sys = ss(Phi,gamma,delta,0,Ts);
135 Wz = tf(sys);
136
137 return;

```

CÓDIGO 5.2. Código que Procesa las Señales de la Simulación

```

1 clear;
2 clc;
3
4 %Datos de la simulacion
5 fileName = {'fichero.csv'};
6 inputCol = 3;
7 outputCol = 2;
8 sampleSt = 1;
9 downSamp = 1000;
10 readSt = 1;
11 Ts = 1/(1e5);
12 sampFreqs = {[1, 10, 100, 1e3, 10e3, 20e3, 30e3, 40e3, 45e3]};
13
14 fs = NaN;
15 mags = NaN(1,numel(outputCol));
16 phs = NaN(1,numel(outputCol));
17 for i = 1:size(fileName,2)
18
19     fn = fileName{i};
20
21     %Datos de la simulacion de PSIM
22     datosPSIM = csvread(fn,readSt,0);
23     data_Out = datosPSIM(sampleSt:end,outputCol);
24     data_In = datosPSIM(sampleSt:end,inputCol);
25
26     data_Out = downsample(data_Out,downSamp);
27     data_In = downsample(data_In,downSamp);
28
29     %Fast Fourier Transform
30     %Output
31     Fs = 1/Ts;
32     L = size(data_Out(1:end-1,:),1);
33     Y = fft(data_Out(1:end-1,:));
34     mag_Out = abs(Y/L);
35     mag_Out = mag_Out(1:L/2+1,:);
36     mag_Out(2:end-1,:) = 2*mag_Out(2:end-1,:);
37     f = Fs*(0:(L/2))/L;
38     ph_Vo = angle(Y(1:L/2+1,:));
39
40     %Fast Fourier Transform
41     %Input

```

```

42     Fs = 1/Ts;
43     L = numel(data_In(1:end-1));
44     Y = fft(data_In(1:end-1));
45     mag_In = abs(Y/L);
46     mag_In = mag_In(1:L/2+1);
47     mag_In(2:end-1) = 2*mag_In(2:end-1);
48     ph_d = angle(Y(1:L/2+1));
49
50     %Diferencia
51     index_test = round((sampFreqs{i})'/Fs*L)+1;
52     mag = mag_Out(index_test,:)./mag_In(index_test);
53     mag = 20*log10(mag);
54     ph = ph_Vo(index_test,:)-ph_d(index_test);
55     ph = unwrap(ph);
56     ph = rad2deg(ph);
57     f = f(index_test);
58
59     fs = [fs f];
60     mags = [mags;mag];
61     phs = [phs;ph];
62 end
63
64 fs = fs(2:end);
65 mags = mags(2:end,:);
66 phs = phs(2:end,:);
67
68 save datos fs mags phs;

```

CÓDIGO 5.3. Código que Representa los Resultados del Ejemplo del Reductor

```

1  %Limpieza del espacio de trabajo
2  close all;
3  clear;
4  clc;
5
6  %Parametros
7  params.L = 1e-6;
8  params.rL = 30e-3;
9  params.C = 200e-6;
10 params.rC = 0.8e-3;
11 params.A1 = 0;
12 params.A0 = 0;
13 params.b1 = 0;
14 params.b0 = 0;
15 params.c1 = 0;
16 params.c0 = 0;
17 params.e1 = 0;
18 params.e0 = 0;
19 L = params.L;
20 rL = params.rL;

```

```

21 C = params.C;
22 rC = params.rC;
23 Vg = 5;
24 D = 0.36;
25 Iload = 5;
26 Vload = 0;
27 Rload = 1/0;
28 Ts = 1/(1e6);
29 td = 400e-9 + D*Ts;
30 converter = 'buck';
31 modulator = 'te';
32 Nr = 1;
33
34 s = tf('s');
35 z = tf('z',Ts);
36
37 %Modelos
38 [Wz,Ws] = extract_models(Vg,params,Rload,Iload,Vload,D,td,Ts,
    converter,modulator,Nr);
39
40 %Datos de la representacion
41 freqs_bajas = [10, 20, 40, 70];
42 freqs_medias = [100, 200, 400, 700, 1e3, 5e3];
43 freqs_altas = [10e3, 50e3, 100e3, 150e3, 200e3, 250e3, 300e3, 350e3,
    400e3, 450e3];
44 puntos = 100;
45
46 LabelFont = 10;
47 TickFont = 10;
48 LineThick = 1;
49 LegendFont = 8;
50 Leyenda = {'Modelo promediado continuo', 'Modelo promediado
    retrasado', 'Modelo discreto', 'PSIM','ACSweep'};
51
52 %Valores de la simulacion
53 temp = load('datos_red');
54 sampFV = temp.fs;
55 magV = temp.mags(:,1);
56 phV = temp.phs(:,1);
57 sampFI = temp.fs;
58 magI = temp.mags(:,2);
59 phI = temp.phs(:,2);
60
61 %Bode del modelo
62 f = logspace(0,log10(1/(Ts*2)),puntos);
63 [mag_Wvds,ph_Wvds] = bode(Ws(2),f*2*pi());
64 [mag_Wvdz,ph_Wvdz] = bode(Wz(2),f*2*pi());
65 [mag_Wids,ph_Wids] = bode(Ws(1),f*2*pi());
66 [mag_Widz,ph_Widz] = bode(Wz(1),f*2*pi());
67 [mag_Wvdsp,ph_Wvdsp] = bode(Ws(2)*exp(-s*td),f*2*pi());
68 [mag_Widsp,ph_Widsp] = bode(Ws(1)*exp(-s*td),f*2*pi());

```



```

69 mag_Wvdsp = mag2db(mag_Wvdsp);
70 mag_Widsp = mag2db(mag_Widsp);
71 mag_Wvds = mag2db(mag_Wvds);
72 mag_Wvdz = mag2db(mag_Wvdz);
73 mag_Wids = mag2db(mag_Wids);
74 mag_Widz = mag2db(mag_Widz);
75
76 %Lectura del ACSweep
77 ACS = csvread('reductor_vo_ACS.csv',1,0);
78 ACfreqsV1 = ACS(1:end,1);
79 ACmagV1 = ACS(1:end,2);
80 ACphV1 = ACS(1:end,3);
81
82
83 ACphV1 = rad2deg(unwrap(deg2rad(ACphV1)));
84
85 ACS = csvread('reductor_il_ACS.csv',1,0);
86 ACfreqsI1 = ACS(1:end,1);
87 ACmagI1 = ACS(1:end,2);
88 ACphI1 = ACS(1:end,3);
89
90 ACphI1 = rad2deg(unwrap(deg2rad(ACphI1)));
91
92 ACS = csvread('reductor_voil_ACS.csv',1,0);
93 ACfreqs2 = ACS(1:end,1);
94 ACmagV2 = ACS(1:end,2);
95 ACphV2 = ACS(1:end,4);
96 ACmagI2 = ACS(1:end,3);
97 ACphI2 = ACS(1:end,5);
98
99 ACphV2 = rad2deg(unwrap(deg2rad(ACphV2)));
100 ACphI2 = rad2deg(unwrap(deg2rad(ACphI2)));
101
102 ACfreqsV = [ACfreqsV1;ACfreqs2];
103 ACfreqsI = [ACfreqsI1;ACfreqs2];
104 ACmagV = [ACmagV1;ACmagV2];
105 ACphV = [ACphV1;ACphV2];
106 ACmagI = [ACmagI1;ACmagI2];
107 ACphI = [ACphI1;ACphI2];
108
109 %Graficar Vo
110 figure(10);
111 subplot(2,1,1);
112 semilogx(f,squeeze(mag_Wvds),'-m',f,squeeze(mag_Wvdsp),'--b',f,
    squeeze(mag_Wvdz),'r',sampFV,magV,'ok',ACfreqsV,ACmagV,'+k','
    LineWidth', LineThick);
113 axis = gca;
114 axis.FontSizeMode = 'manual';
115 ylim([-60 40]);
116 xlim([10 5e5]);
117 axis.XAxis.FontSize = TickFont;

```

```

118 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
119 ylabel('Magnitud (dB)', 'FontSize', LabelFont);
120 grid on;
121
122 legend(Leyenda, 'FontSize', LegendFont, 'Location', 'southwest');
123
124 subplot(2,1,2);
125 semilogx(f,squeeze(ph_Wvds), '-.m', f,squeeze(ph_Wvdsp), '--b', f,
    squeeze(ph_Wvdz), 'r', sampFV, phV, 'ok', ACfreqsV, ACphV, '+k', '
    LineWidth', LineThick);
126 axis = gca;
127 axis.FontSizeMode = 'manual';
128 xlim([10 5e5]);
129 ylim([-360 180]);
130 axis.XAxis.FontSize = TickFont;
131 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
132 xlabel('Frecuencias (Hz)', 'FontSize', LabelFont);
133 ylabel('Fase (Grados)', 'FontSize', LabelFont);
134 grid on;
135
136 %Graficar I1
137 figure(11);
138 subplot(2,1,1);
139 semilogx(f,squeeze(mag_Wids), '-.m', f,squeeze(mag_Widsp), '--b', f,
    squeeze(mag_Widz), 'r', sampFI, magI, 'ok', ACfreqsI, ACmagI, '+k', '
    LineWidth', LineThick);
140 axis = gca;
141 axis.FontSizeMode = 'manual';
142 ylim([-40 60]);
143 xlim([10 5e5]);
144 axis.XAxis.FontSize = TickFont;
145 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
146 ylabel('Magnitud (dB)', 'FontSize', LabelFont);
147 grid on;
148
149 subplot(2,1,2);
150 semilogx(f,squeeze(ph_Wids), '-.m', f,squeeze(ph_Widsp), '--b', f,
    squeeze(ph_Widz), 'r', sampFI, phI, 'ok', ACfreqsI, ACphI, '+k', '
    LineWidth', LineThick);
151 axis = gca;
152 axis.FontSizeMode = 'manual';
153 xlim([10 5e5]);
154 ylim([-300 180]);
155 axis.XAxis.FontSize = TickFont;
156 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
157 xlabel('Frecuencias (Hz)', 'FontSize', LabelFont);
158 ylabel('Fase (Grados)', 'FontSize', LabelFont);
159 grid on;
160
161 legend(Leyenda, 'FontSize', LegendFont, 'Location', 'southwest');

```

CÓDIGO 5.4. Código que Representa los Resultados del Ejemplo del Elevador ($D=0.68$)

```
1 %Limpieza del espacio de trabajo
2 close all;
3 clear;
4 clc;
5
6 %Ejemplo de elevador
7 params.L = 500e-6;
8 params.rL = 20e-3+0.1;
9 params.C = 220e-6;
10 params.rC = 0;
11 params.A1 = 0;
12 params.A0 = 0;
13 params.b1 = 0;
14 params.b0 = 0;
15 params.c1 = 0;
16 params.c0 = 0;
17 params.e1 = 0;
18 params.e0 = 0;
19 L = params.L;
20 rL = params.rL;
21 C = params.C;
22 rC = params.rC;
23 Vg = 120;
24 D = 0.68;
25 Iload = 0;
26 Vload = 0;
27 Rload = 289;
28 Ts = 1/(100e3);
29 td = 0;
30 converter = 'boost';
31 modulator = 'sym';
32 Nr = 1;
33
34 s = tf('s');
35 z = tf('z',Ts);
36
37 [Wz,Ws] = extract_models(Vg,params,Rload,Iload,Vload,D,td,Ts,
    converter,modulator,Nr);
38
39 %Datos de la representacion
40 freqs_bajas = [10, 20, 40, 60, 80, 100, 150, 200, 400, 700];
41 freqs_altas = [1e3, 3e3, 7e3, 10e3, 15e3, 20e3, 25e3, 30e3, 40e3, 45
    e3];
42 puntos = 100;
43
44 LabelFont = 10;
45 TickFont = 10;
46 LineThick = 1;
47 LegendFont = 8;
```

```

48  Leyenda = {'Modelo promediado continuo', 'Modelo promediado
      retrasado', 'Modelo discreto', 'PSIM', 'ACSweep'};
49
50  %Valores de la simulacion
51  temp = load('datos_ele');
52  sampFV = temp.fs;
53  magV = temp.mags(:,1);
54  phV = temp.phs(:,1);
55  sampFI = temp.fs;
56  magI = temp.mags(:,2);
57  phI = temp.phs(:,2);
58
59  phV = rad2deg(unwrap(deg2rad(phV)));
60  phI = rad2deg(unwrap(deg2rad(phI)));
61
62  %Bode del modelo
63  f = logspace(0, log10(1/(Ts*2)), puntos);
64  [mag_Wvds, ph_Wvds] = bode(Ws(2), f*2*pi());
65  [mag_Wvdz, ph_Wvdz] = bode(Wz(2), f*2*pi());
66  [mag_Wids, ph_Wids] = bode(Ws(1), f*2*pi());
67  [mag_Widz, ph_Widz] = bode(Wz(1), f*2*pi());
68  [mag_Wvdsp, ph_Wvdsp] = bode(Ws(2)*exp(-s*Ts/2), f*2*pi());
69  [mag_Widsp, ph_Widsp] = bode(Ws(1)*exp(-s*Ts/2), f*2*pi());
70  mag_Wvdsp = mag2db(mag_Wvdsp);
71  mag_Widsp = mag2db(mag_Widsp);
72  mag_Wvds = mag2db(mag_Wvds);
73  mag_Wvdz = mag2db(mag_Wvdz);
74  mag_Wids = mag2db(mag_Wids);
75  mag_Widz = mag2db(mag_Widz);
76
77  %Lectura del ACSweep
78  ACS = csvread('elevador_ACS.csv', 1, 0);
79  ACfreqs = ACS(1:end, 1);
80  ACmagV = ACS(1:end, 2);
81  ACphV = ACS(1:end, 3);
82  ACmagI = ACS(1:end, 4);
83  ACphI = ACS(1:end, 5);
84  ACmagD = ACS(1:end, 6);
85  ACphD = ACS(1:end, 7);
86
87  ACmagV = ACmagV - ACmagD;
88  ACphV = ACphV - ACphD;
89  ACmagI = ACmagI - ACmagD;
90  ACphI = ACphI - ACphD;
91
92  ACphV = rad2deg(unwrap(deg2rad(ACphV)));
93  ACphI = rad2deg(unwrap(deg2rad(ACphI)));
94
95  %Graficar Vo
96  figure(10);
97  subplot(2,1,1);

```

```

98     semilogx(f,squeeze(mag_Wvds), '-.m',f,squeeze(mag_Wvdsp), '--b',f,
          squeeze(mag_Wvdz), 'r', sampFV, magV, 'ok', ACfreqs, ACmagV, '+k', '
          LineWidth', LineThick);
99     axis = gca;
100    axis.FontSizeMode = 'manual';
101    ylim([-30 80]);
102    xlim([10 5e4]);
103    axis.XAxis.FontSize = TickFont;
104    axis.YAxis.FontSize = TickFont;
105    ylabel('Magnitud (dB)', 'FontSize', LabelFont);
106    grid on;
107
108    legend(Leyenda, 'FontSize', LegendFont, 'Location', 'southwest');
109
110    subplot(2,1,2);
111    semilogx(f,squeeze(ph_Wvds-360), '-.m',f,squeeze(ph_Wvdsp-360), '--b',
          f,squeeze(ph_Wvdz-360), 'r', sampFV, phV, 'ok', ACfreqs, ACphV, '+k', '
          LineWidth', LineThick);
112    axis = gca;
113    axis.FontSizeMode = 'manual';
114    xlim([10 5e4]);
115    ylim([-400 50]);
116    axis.XAxis.FontSize = TickFont;
117    axis.YAxis.FontSize = TickFont;
118    xlabel('Frecuencias (Hz)', 'FontSize', LabelFont);
119    ylabel('Fase (Grados)', 'FontSize', LabelFont);
120    grid on;
121
122    %Graficar I1
123    figure(11);
124    subplot(2,1,1);
125    semilogx(f,squeeze(mag_Wids), '-.m',f,squeeze(mag_Widsp), '--b',f,
          squeeze(mag_Widz), 'r', sampFI, magI, 'ok', ACfreqs, ACmagI, '+k', '
          LineWidth', LineThick);
126    axis = gca;
127    axis.FontSizeMode = 'manual';
128    ylim([0 70]);
129    xlim([10 5e4]);
130    axis.XAxis.FontSize = TickFont;
131    axis.YAxis.FontSize = TickFont;
132    ylabel('Magnitud (dB)', 'FontSize', LabelFont);
133    grid on;
134
135    subplot(2,1,2);
136    semilogx(f,squeeze(ph_Wids), '-.m',f,squeeze(ph_Widsp), '--b',f,
          squeeze(ph_Widz), 'r', sampFI, phI, 'ok', ACfreqs, ACphI, '+k', '
          LineWidth', LineThick);
137    axis = gca;
138    axis.FontSizeMode = 'manual';
139    xlim([10 5e4]);
140    ylim([-180 100]);

```

```

141 axis.XAxis.FontSize = TickFont;
142 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
143 xlabel('Frecuencias (Hz)', 'FontSize', LabelFont);
144 ylabel('Fase (Grados)', 'FontSize', LabelFont);
145 grid on;
146
147 legend(Leyenda, 'FontSize', LegendFont, 'Location', 'northeast');

```

CÓDIGO 5.5. Código que Representa los Resultados del Ejemplo del Elevador (D=0.4)

```

1 %Limpieza del espacio de trabajo
2 close all;
3 clear;
4 clc;
5
6 %Ejemplo de elevador 2
7 params.L = 500e-6;
8 params.rL = 20e-3+0.1;
9 params.C = 220e-6;
10 params.rC = 0;
11 params.A1 = 0;
12 params.A0 = 0;
13 params.b1 = 0;
14 params.b0 = 0;
15 params.c1 = 0;
16 params.c0 = 0;
17 params.e1 = 0;
18 params.e0 = 0;
19 L = params.L;
20 rL = params.rL;
21 C = params.C;
22 rC = params.rC;
23 Vg = 120;
24 D = 0.4;
25 Iload = 0;
26 Vload = 0;
27 Rload = 289;
28 Ts = 1/(100e3);
29 td = 0;
30 converter = 'boost';
31 modulator = 'sym';
32 Nr = 1;
33
34 s = tf('s');
35 z = tf('z',Ts);
36
37 [Wz,Ws] = extract_models(Vg,params,Rload,Iload,Vload,D,td,Ts,
    converter,modulator,Nr);
38
39 %Datos de la representacion

```

```

40 freqs_bajas = [10, 20, 40, 60, 80, 100, 150, 200, 400, 700];
41 freqs_altas = [1e3, 3e3, 7e3, 10e3, 15e3, 20e3, 25e3, 30e3, 40e3, 45
    e3];
42 puntos = 100;
43
44 LabelFont = 10;
45 TickFont = 10;
46 LineThick = 1;
47 LegendFont = 8;
48 Leyenda = {'Modelo promediado continuo', 'Modelo promediado
    retrasado', 'Modelo discreto', 'PSIM', 'ACSweep'};
49
50 %Valores de la simulacion
51 temp = load('datos_ele2');
52 sampFV = temp.fs;
53 magV = temp.mags(:,1);
54 phV = temp.phs(:,1);
55 sampFI = temp.fs;
56 magI = temp.mags(:,2);
57 phI = temp.phs(:,2);
58
59 phV = rad2deg(unwrap(deg2rad(phV)));
60 phI = rad2deg(unwrap(deg2rad(phI)));
61
62 %Bode del modelo
63 f = logspace(0, log10(1/(Ts*2)), puntos);
64 [mag_Wvds, ph_Wvds] = bode(Ws(2), f*2*pi());
65 [mag_Wvdz, ph_Wvdz] = bode(Wz(2), f*2*pi());
66 [mag_Wids, ph_Wids] = bode(Ws(1), f*2*pi());
67 [mag_Widz, ph_Widz] = bode(Wz(1), f*2*pi());
68 [mag_Wvdsp, ph_Wvdsp] = bode(Ws(2)*exp(-s*Ts/2), f*2*pi());
69 [mag_Widsp, ph_Widsp] = bode(Ws(1)*exp(-s*Ts/2), f*2*pi());
70 mag_Wvdsp = mag2db(mag_Wvdsp);
71 mag_Widsp = mag2db(mag_Widsp);
72 mag_Wvds = mag2db(mag_Wvds);
73 mag_Wvdz = mag2db(mag_Wvdz);
74 mag_Wids = mag2db(mag_Wids);
75 mag_Widz = mag2db(mag_Widz);
76
77 %Lectura del ACSweep
78 ACS = csvread('elevador2_ACS.csv', 1, 0);
79 ACfreqs = ACS(1:end, 1);
80 ACmagV = ACS(1:end, 2);
81 ACphV = ACS(1:end, 3);
82 ACmagI = ACS(1:end, 4);
83 ACphI = ACS(1:end, 5);
84 ACmagD = ACS(1:end, 6);
85 ACphD = ACS(1:end, 7);
86
87 ACmagV = ACmagV - ACmagD;
88 ACphV = ACphV - ACphD;

```

```

89  ACmagI = ACmagI - ACmagD;
90  ACphI = ACphI - ACphD;
91
92  ACphV = rad2deg(unwrap(deg2rad(ACphV)));
93  ACphI = rad2deg(unwrap(deg2rad(ACphI)));
94
95  %Graficar Vo
96  figure(10);
97  subplot(2,1,1);
98  semilogx(f,squeeze(mag_Wvds),'-m',f,squeeze(mag_Wvdsp),'--b',f,
          squeeze(mag_Wvdz),'r',sampFV,magV,'ok',ACfreqs,ACmagV,'+k','
          LineWidth', LineThick);
99  axis = gca;
100  axis.FontSizeMode = 'manual';
101  ylim([-40 70]);
102  xlim([10 5e4]);
103  axis.XAxis.FontSize = TickFont;
104  axis.YAxis.FontSize = TickFont;
105  ylabel('Magnitud (dB)', 'FontSize', LabelFont);
106  grid on;
107
108  legend(Leyenda, 'FontSize', LegendFont,'Location','southwest');
109
110  subplot(2,1,2);
111  semilogx(f,squeeze(ph_Wvds-360),'-m',f,squeeze(ph_Wvdsp-360),'--b',
          f,squeeze(ph_Wvdz),'r',sampFV,phV,'ok',ACfreqs,ACphV,'+k','
          LineWidth', LineThick);
112  axis = gca;
113  axis.FontSizeMode = 'manual';
114  xlim([10 5e4]);
115  ylim([-400 50]);
116  axis.XAxis.FontSize = TickFont;
117  axis.YAxis.FontSize = TickFont;
118  xlabel('Frecuencias (Hz)', 'FontSize', LabelFont);
119  ylabel('Fase (Grados)', 'FontSize', LabelFont);
120  grid on;
121
122  %Graficar I1
123  figure(11);
124  subplot(2,1,1);
125  semilogx(f,squeeze(mag_Wids),'-m',f,squeeze(mag_Widsp),'--b',f,
          squeeze(mag_Widz),'r',sampFI,magI,'ok',ACfreqs,ACmagI,'+k','
          LineWidth', LineThick);
126  axis = gca;
127  axis.FontSizeMode = 'manual';
128  ylim([0 70]);
129  xlim([10 5e4]);
130  axis.XAxis.FontSize = TickFont;
131  axis.YAxis.FontSize = TickFont;
132  ylabel('Magnitud (dB)', 'FontSize', LabelFont);
133  grid on;

```



```

134
135 subplot(2,1,2);
136 semilogx(f,squeeze(ph_Wids),'-.m',f,squeeze(ph_Widsp),'--b',f,
    squeeze(ph_Widz),'r',sampFI,phI,'ok',ACfreqs,ACphI,'+k', '
    LineWidth', LineThick);
137 axis = gca;
138 axis.FontSizeMode = 'manual';
139 xlim([10 5e4]);
140 ylim([-180 100]);
141 axis.XAxis.FontSize = TickFont;
142 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
143 xlabel('Frecuencias (Hz)', 'FontSize', LabelFont);
144 ylabel('Fase (Grados)', 'FontSize', LabelFont);
145 grid on;
146
147 legend(Leyenda, 'FontSize', LegendFont,'Location','northeast');

```

CÓDIGO 5.6. Código que Representa los Resultados del Ejemplo del Reductor con Filtro de Entrada

```

1 %Limpieza del espacio de trabajo
2 close all;
3 clear;
4 clc;
5
6 L = 100e-6;
7 C = 100e-6;
8 Vg = 30;
9 D = 0.5;
10 Iload = 0;
11 Vload = 0;
12 Rload = 3;
13 Ts = 1/(1e5);
14 td = D*Ts;
15 Nr = 1;
16 Cf = 470e-6;
17 Lf = 330e-6;
18 converter = 'custom';
19 modulator = 'te';
20 proportion = 10;
21 Rf = 1;
22 ff = 1/(2*pi()*sqrt(Lf*Cf));
23 Cb = 0.004;
24 rL = 30e-3;
25 rC = 0.8e-3;
26 rLf = 30e-2;
27 rCf = 0.8e-2;
28
29 s = tf('s');
30 z = tf('z',Ts);

```

```

31
32 %Matrices
33 rpar = (rC)/(1+rC/Rload);
34 rfpar = (rCf)/(1+rCf/Rf);
35
36 params.A1 = [ -(rL+rpar+rfpar)/L    -1/(1+rC/Rload)/L
                 rfpar/L             1/(1+rCf/Rf)/L    1/(1+Rf/rCf)/L    ;...
37                 1/(1+rC/Rload)/C    -1/(rC+Rload)/C    0
                                     0
                                     ;...
38                 rfpar/Lf            0                -(rLf+
                 rfpar)/Lf            -1/(1+rCf/Rf)/Lf    -1/(1+Rf/
                 /rCf)/Lf            ;...
39                 -1/(1+rCf/Rf)/Cf      0                1/(1+rCf
                 /Rf)/Cf              -1/(Rf+rCf)/Cf      1/(Rf+rCf)/
                 Cf                  ;...
40                 -1/(1+Rf/rCf)/Cb      0                1/(1+Rf/
                 rCf)/Cb              1/(Rf+rCf)/Cb      -1/(Rf+rCf)/
                 Cb                  ];
41
42 params.A0 = [ -(rL+rpar)/L            -1/(1+rC/Rload)/L    0
                 0                      0                    ;...
43                 1/(1+rC/Rload)/C      -1/(rC+Rload)/C    0
                                     0
                                     ;...
44                 0                    0                    -(rLf+
                 rfpar)/Lf            -1/(1+rCf/Rf)/Lf
                 -1/(1+Rf/rCf)/Lf      ;...
45                 0                    0                    1/(1+rCf
                 /Rf)/Cf              -1/(Rf+rCf)/Cf      1/(
                 Rf+rCf)/Cf            ;...
46                 0                    0                    1/(1+Rf/
                 rCf)/Cb              1/(Rf+rCf)/Cb      -1/(
                 Rf+rCf)/Cb            ];
47
48 params.b1 = [ 0                    (rpar)/L            -1/(1+Rload/rC)/L
                 ;...
49                 0                    -1/(1+rC/Rload)/C    1/(Rload+rC)/C
                 ;...
50                 1/Lf                0                  0
                 ;...
51                 0                    0                  0
                 ;...
52                 0                    0                  0
                 ];
53
54 params.b0 = params.b1;
55
56 params.c1 = [ 1                    0                    0                    0
                 0                    ;...
57                 rpar                1/(1+rC/Rload)      0                    0

```

```

58         0      0      ;...      1      0
59         0      0      ];
60
61
62 params.c0 = params.c1;
63
64 params.e1 = [ 0      0      0      ;...
65              0      -rpar      1/(1+Rload/rC)      ;...
66              0      0      0      ];
67
68 params.e0 = params.e1;
69
70 %Modelo tradicional
71 [Wz,Ws] = extract_models(Vg,params,Rload,Iload,Vload,D,td,Ts,
72     converter,modulator,Nr);
73
74 %Datos de la representacion
75 freqs_bajas = [10, 20, 40, 70];
76 freqs_medias = [100, 200, 400, 700, 1e3, 5e3];
77 freqs_altas = [10e3, 50e3, 100e3, 150e3, 200e3, 250e3, 300e3, 350e3,
78     400e3, 450e3];
79 puntos = 1000;
80
81 LabelFont = 10;
82 TickFont = 10;
83 LineThick = 1;
84 LegendFont = 8;
85 Leyenda = {'Modelo promediado continuo', 'Modelo promediado
86     retrasado', 'Modelo discreto', 'PSIM','ACSweep'};
87
88 %Valores de la simulacion
89 temp = load('datos_redfe');
90 sampFV = temp.fs;
91 magV = temp.mags(:,1);
92 phV = temp.phs(:,1);
93 sampFI = temp.fs;
94 magI = temp.mags(:,2);
95 phI = temp.phs(:,2);
96
97 %Bode del modelo
98 f = logspace(0,log10(1/(Ts*2)),puntos);
99 [mag_Wvds,ph_Wvds] = bode(Ws(2),f*2*pi());
100 [mag_Wvdz,ph_Wvdz] = bode(Wz(2),f*2*pi());
101 [mag_Wids,ph_Wids] = bode(Ws(1),f*2*pi());
102 [mag_Widz,ph_Widz] = bode(Wz(1),f*2*pi());
103 [mag_Wvdsp,ph_Wvdsp] = bode(Ws(2)*exp(-s*td),f*2*pi());
104 [mag_Widsp,ph_Widsp] = bode(Ws(1)*exp(-s*td),f*2*pi());
105 mag_Wvdsp = mag2db(mag_Wvdsp);
106 mag_Widsp = mag2db(mag_Widsp);
107 mag_Wvds = mag2db(mag_Wvds);
108 mag_Wvdz = mag2db(mag_Wvdz);

```

```

104 mag_Wids = mag2db(mag_Wids);
105 mag_Widz = mag2db(mag_Widz);
106
107 %Lectura del ACSweep
108 ACS = csvread('reductor_fe_ACS.csv',1,0);
109 ACfreqs = ACS(1:end,1);
110 ACmagV = ACS(1:end,2);
111 ACphV = ACS(1:end,3);
112
113 ACphV = rad2deg(unwrap(deg2rad(ACphV)));
114
115 %Graficar Vo
116 figure(10);
117 subplot(2,1,1);
118 semilogx(f,squeeze(mag_Wvds), '-.m',f,squeeze(mag_Wvdsp), '--b',f,
    squeeze(mag_Wvdz), 'r', sampFV, magV, 'ok', ACfreqs, ACmagV, '+k', '
    LineWidth', LineThick);
119 axis = gca;
120 axis.FontSizeMode = 'manual';
121 ylim([-60 45]);
122 xlim([10 5e4]);
123 axis.XAxis.FontSize = TickFont;
124 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
125 ylabel('Magnitud (dB)', 'FontSize', LabelFont);
126 grid on;
127
128 legend(Leyenda, 'FontSize', LegendFont, 'Location', 'southwest');
129
130 subplot(2,1,2);
131 semilogx(f,squeeze(ph_Wvds), '-.m',f,squeeze(ph_Wvdsp), '--b',f,
    squeeze(ph_Wvdz), 'r', sampFV, phV, 'ok', ACfreqs, ACphV, '+k', '
    LineWidth', LineThick);
132 axis = gca;
133 axis.FontSizeMode = 'manual';
134 xlim([10 5e4]);
135 ylim([-275 50]);
136 axis.XAxis.FontSize = TickFont;
137 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
138 xlabel('Frecuencias (Hz)', 'FontSize', LabelFont);
139 ylabel('Fase (Grados)', 'FontSize', LabelFont);
140 grid on;
141
142 %Graficar I1
143 figure(11);
144 subplot(2,1,1);
145 semilogx(f,squeeze(mag_Wids), '-.m',f,squeeze(mag_Widsp), '--b',f,
    squeeze(mag_Widz), 'r', sampFI, magI, 'ok', 'LineWidth', LineThick);
146 axis = gca;
147 axis.FontSizeMode = 'manual';
148 ylim([-5 40]);
149 xlim([10 5e4]);

```

```

150 axis.XAxis.FontSize = TickFont;
151 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
152 ylabel('Magnitud (dB)', 'FontSize', LabelFont);
153 grid on;
154
155 legend(Leyenda, 'FontSize', LegendFont, 'Location', 'southwest');
156
157 subplot(2,1,2);
158 semilogx(f,squeeze(ph_Wids), '-.m', f,squeeze(ph_Widsp), '--b', f,
    squeeze(ph_Widz), 'r', sampFI, phI, 'ok', 'LineWidth', LineThick);
159 axis = gca;
160 axis.FontSizeMode = 'manual';
161 xlim([10 5e4]);
162 ylim([-200 55]);
163 axis.XAxis.FontSize = TickFont;
164 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
165 xlabel('Frecuencias (Hz)', 'FontSize', LabelFont);
166 ylabel('Fase (Grados)', 'FontSize', LabelFont);
167 grid on;

```

CÓDIGO 5.7. Código que Representa los Resultados del Ejemplo del DAB

```

1 %Limpieza del espacio de trabajo
2 close all;
3 clear;
4 clc;
5
6 %Parametros
7 C = 470e-6;
8 D = 0.25;
9 Rload = 134;
10 Vg = 20;
11 n = 8;
12 Lk = 1.23e-6;
13 fs = 100e3;
14 Ts = 1/fs;
15 T = 1/(2*fs);
16 Nr = 1;
17
18 s = tf('s');
19 z = tf('z');
20
21 %Punto de Opercion Promediado
22 Io = Vg*T*D*(1-D)/(n*Lk);
23 Vo = (Vg*T*D*(1-D)/(n*Lk))*Rload;
24 Ig = Vo*T*D*(1-D)/(n*Lk);
25
26 %Punto de Opercion Discreto
27 Ilpos=1/n*T/(2*Lk)*(2*Vo/n*D+Vg-Vo/n);
28 Ilneg=-Ilpos;

```

```

29
30 %Modelo Continuo
31 Gvd = Rload/(1 + Rload*C*s)*Vg*T/(n*Lk)*(1-2*D);
32 Ws = Gvd;
33
34 %Modelo Discreto
35 A1=[0 -1/(n*Lk); 1/(n*C) -1/(Rload*C)];
36 A2=[0 -1/(n*Lk); 1/(n*C) -1/(Rload*C)];
37 A3=[0 1/(n*Lk); -1/(n*C) -1/(Rload*C)];
38 A4=[0 1/(n*Lk); -1/(n*C) -1/(Rload*C)];
39 B1=[1/Lk ; 0];
40 B2=[-1/Lk ; 0];
41 B3=[-1/Lk ; 0];
42 B4=[1/Lk ; 0];
43 C = [0 1];
44
45 Xdown4=[Ilneg ; Vo];
46 Xdown2=[I1pos ; Vo];
47
48 Phi = expm((A4+A2)*T);
49 gamma = expm(A4*D*T)*((A4-A3)*Xdown4+(B4-B3)*Vg)*T/Nr + expm(A4*T)*
    expm(A2*D*T)*((A2-A1)*Xdown2 + (B2-B1)*Vg)*T/Nr;
50 delta = C;
51
52 sys = ss(Phi,gamma,delta,0,Ts);
53 Wz = tf(sys);
54
55 %Datos de la representacion
56 freqs_bajas = [1, 2, 4, 7];
57 freqs_medias = [10, 20, 40, 70, 100, 500];
58 freqs_altas = [1e3, 5e3, 10e3, 15e3, 20e3, 25e3, 30e3, 35e3, 40e3,
    45e3];
59 puntos = 100;
60
61 LabelFont = 10;
62 TickFont = 10;
63 LineThick = 1;
64 LegendFont = 8;
65 Leyenda = {'Modelo promediado continuo', 'Modelo promediado
    retrasado', 'Modelo discreto', 'PSIM','ACSweep'};
66
67 %Valores de la simulacion
68 temp = load('datos_DAB');
69 sampFV = temp.fs;
70 magV = temp.mags(:,1);
71 phV = temp.phs(:,1);
72
73 %Bode del modelo
74 f = logspace(0,log10(1/(Ts*2)),puntos);
75 [mag_Wvds,ph_Wvds] = bode(Ws,f*2*pi());
76 [mag_Wvdz,ph_Wvdz] = bode(Wz,f*2*pi());

```

```

77 [mag_Wvdsp,ph_Wvdsp] = bode(Ws*exp(-s*T*(1-D)),f*2*pi());
78 mag_Wvdsp = mag2db(mag_Wvdsp);
79 mag_Wvds = mag2db(mag_Wvds);
80 mag_Wvdz = mag2db(mag_Wvdz);
81
82 %Lectura del ACSweep
83 ACS = csvread('DAB_ACS.csv',1,0);
84 ACfreqs = ACS(1:end,1);
85 ACmagV = ACS(1:end,2);
86 ACphV = ACS(1:end,3);
87
88 ACphV = rad2deg(unwrap(deg2rad(ACphV)));
89
90 %Graficar Vo
91 figure(10);
92 subplot(2,1,1);
93 semilogx(f,squeeze(mag_Wvds),'-m',f,squeeze(mag_Wvdsp),'--b',f,
94         squeeze(mag_Wvdz),'r',sampFV,magV,'ok',ACfreqs,ACmagV,'+k',
95         LineWidth', LineThick);
96 axis = gca;
97 axis.FontSizeMode = 'manual';
98 ylim([-35 60]);
99 xlim([1 5e4]);
100 axis.XAxis.FontSize = TickFont;
101 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
102 ylabel('Magnitud (dB)', 'FontSize', LabelFont);
103 grid on;
104
105 legend(Leyenda, 'FontSize', LegendFont,'Location','southwest');
106
107 subplot(2,1,2);
108 semilogx(f,squeeze(ph_Wvds),'-m',f,squeeze(ph_Wvdsp),'--b',f,
109         squeeze(ph_Wvdz),'r',sampFV,phV,'ok',ACfreqs,ACphV,'+k',
110         LineWidth', LineThick);
111 axis = gca;
112 axis.FontSizeMode = 'manual';
113 xlim([1 5e4]);
114 ylim([-200 0]);
115 axis.XAxis.FontSize = TickFont;
116 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
117 xlabel('Frecuencias (Hz)', 'FontSize', LabelFont);
118 ylabel('Fase (Grados)', 'FontSize', LabelFont);
119 grid on;

```

CÓDIGO 5.8. Código que Representa los Resultados Experimentales del Convertidor Reductor

```

1 %Limpieza del espacio de trabajo
2 close all;
3 clear;
4 clc;

```

```

5
6 %Parametros
7 %Vi= 8V          Tension de entrada
8 %Vo= 4V          Tension de salida
9 %Ro= 10 ohmios   Resistencia de salida
10 %C= 99uF         Condensador
11 %rc= 100e-3 ohmios ESR de condensador
12 %L= 80uH         Inductancia
13 %rl= 180e-3 ohmios ESR de la bobina
14 %Fsw=100KHz      Frecuencia de conmutacion
15 %Fs= 100KHz      Frecuencia de muestreo
16 params.L = 80e-6;
17 params.rL = 180e-3;
18 params.C = 99e-6;
19 params.rC = 80e-3;
20 params.A1 = 0;
21 params.A0 = 0;
22 params.b1 = 0;
23 params.b0 = 0;
24 params.c1 = 0;
25 params.c0 = 0;
26 params.e1 = 0;
27 params.e0 = 0;
28 L = params.L;
29 rL = params.rL;
30 C = params.C;
31 rC = params.rC;
32 Vg = 8;
33 D = 0.5;
34 Iload = 0;
35 Vload = 0;
36 Rload = 10;
37 Ts = 1/(100e3);
38 td = 0.4*Ts;
39 converter = 'buck';
40 modulator = 'te2';
41 Nr = 1;
42
43 s = tf('s');
44 z = tf('z',Ts);
45
46 %Modelos
47 [Wz,Ws] = extract_models(Vg,params,Rload,Iload,Vload,D,td,Ts,
48     converter,modulator,Nr);
49
50 %Datos de la representacion
51 puntos = 100;
52
53 LabelFont = 10;
54 TickFont = 10;
55 LineThick = 2;

```



```

55 LegendFont = 8;
56 Leyenda = {'Modelo promediado continuo', 'Modelo promediado
    retrasado', 'Modelo discreto', 'Muestras experimentales'};
57
58 %Valores del experimento
59 load('datos_planta_boost.mat');
60 boost=exp_planta;
61 load('pl_gsep_sic_Fc100_Fs100KHz_8_4.mat');
62 buck=pl_gsep_sic_Fc100_Fs100KHz_8_4;
63
64 frecuencia=buck(:,1);
65
66 gbuck=buck(:,2);
67 fbuck=buck(:,3);
68
69 gbuck(100:end) = movmean(gbuck(100:end),10);
70 fbuck(100:end) = movmean(fbuck(100:end),10);
71
72 %Bode del modelo
73 f = logspace(0,log10(1/(Ts*2)),puntos);
74 [mag_Wvds,ph_Wvds] = bode(Ws(2),f*2*pi());
75 [mag_Wvdz,ph_Wvdz] = bode(Wz(2),f*2*pi());
76 [mag_Wids,ph_Wids] = bode(Ws(1),f*2*pi());
77 [mag_Widz,ph_Widz] = bode(Wz(1),f*2*pi());
78 [mag_Wvdsp,ph_Wvdsp] = bode(Ws(2)*exp(-s*(D*Ts-td)),f*2*pi());
79 [mag_Widsp,ph_Widsp] = bode(Ws(1)*exp(-s*(D*Ts-td)),f*2*pi());
80 mag_Wvdsp = mag2db(mag_Wvdsp);
81 mag_Widsp = mag2db(mag_Widsp);
82 mag_Wvds = mag2db(mag_Wvds);
83 mag_Wvdz = mag2db(mag_Wvdz);
84 mag_Wids = mag2db(mag_Wids);
85 mag_Widz = mag2db(mag_Widz);
86
87 %Graficar Vo
88 figure(10);
89 subplot(2,1,1);
90 semilogx(f,squeeze(mag_Wvds),'-m',f,squeeze(mag_Wvdsp),'--b',f,
    squeeze(mag_Wvdz),'r','LineWidth', LineThick);
91 hold on;
92 semilogx(frecuencia,gbuck,'.k','MarkerSize', 4);
93 axis = gca;
94 axis.FontSizeMode = 'manual';
95 ylim([-60 40]);
96 xlim([50,50e3]);
97 axis.XAxis.FontSize = TickFont;
98 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
99 ylabel('Magnitud (dB)', 'FontSize', LabelFont);
100 grid on;
101
102 legend(Leyenda, 'FontSize', LegendFont,'Location','southwest');
103 hold off;

```

```
104
105 subplot(2,1,2);
106 semilogx(f,squeeze(ph_Wvds),'.m',f,squeeze(ph_Wvdsp),'--b',f,
    squeeze(ph_Wvdz),'r','LineWidth', LineThick);
107 hold on;
108 semilogx(frecuencia,fbuck,'.k','MarkerSize', 4);
109 axis = gca;
110 axis.FontSizeMode = 'manual';
111 xlim([50,50e3]);
112 ylim([-360 180]);
113 axis.XAxis.FontSize = TickFont;
114 axis.YAxis.FontSize = TickFont;
115 xlabel('Frecuencias (Hz)', 'FontSize', LabelFont);
116 ylabel('Fase (grados)', 'FontSize', LabelFont);
117 grid on;
118 hold off;
```